

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2002-237186

(43)Date of publication of application : 23.08.2002

(51)Int.Cl.

G11C 11/407  
G05F 3/24  
G11C 11/401  
G11C 29/00  
H01L 21/8242  
H01L 27/108

(21)Application number : 2001-355488

(71)Applicant : HITACHI LTD  
HITACHI ULSI SYSTEMS CO LTD

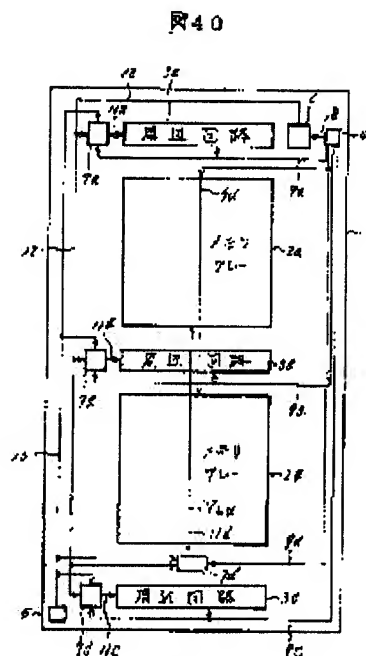
(22)Date of filing : 17.03.1989

(72)Inventor : HORIGUCHI SHINJI  
AOKI MASAKAZU  
ITO KIYOO  
NAKAGOME YOSHINOBU  
IKENAGA SHINICHI  
ETO JUN  
MIYAKE NORIO  
NODA TAKAAKI  
TANAKA HITOSHI

## (54) SEMICONDUCTOR DEVICE

### (57)Abstract:

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To stabilize operation of an internal voltage generating circuit.  
**SOLUTION:** This device has a first power source terminal and a second power source terminal for receiving external voltage, an internal voltage generating circuit generating internal voltage from the external voltage based on a potential supplied to the first power source terminal as reference, and an internal circuit operated making the internal voltage as a power source. The internal voltage generating circuit comprises a reference voltage generating circuit generating reference voltage formed based on a potential supplied to the first power source terminal as reference, and a drive circuit supplying the internal voltage formed based on the reference voltage to the internal circuit, the reference voltage generating circuit is arranged near the first power source terminal, while the drive circuit is arranged apart from the reference voltage generating circuit so that the drive circuit is made near the internal circuit, reference voltage outputted by the reference voltage generating circuit is supplied to the drive circuit by a wiring for distributing reference voltage. Thereby, compatibility of generating stable reference voltage and stabilizing a level of internal voltage is obtained.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 21.11.2001

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3524531

[Date of registration] 20.02.2004

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2002-237186

(P2002-237186A)

(43) 公開日 平成14年8月23日 (2002.8.23)

(51) Int.Cl. <sup>7</sup>	識別記号	F I	テ-マコ-ト* (参考)
G 1 1 C 11/407		G 0 5 F 3/24	B 5 F 0 8 3
G 0 5 F 3/24		G 1 1 C 29/00	6 7 1 Z 5 H 4 2 0
G 1 1 C 11/401		11/34	3 5 4 F 5 L 1 0 6
29/00	6 7 1		3 7 1 K 5 M 0 2 4
H 0 1 L 21/8242			3 7 1 A

審査請求 有 請求項の数14 O L (全 39 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号 特願2001-355488(P2001-355488)  
(62) 分割の表示 特願2000-139396(P2000-139396)の  
分割  
(22) 出願日 平成1年3月17日(1989.3.17)

(71) 出願人 000005108  
株式会社日立製作所  
東京都千代田区神田駿河台四丁目6番地  
(71) 出願人 000233169  
株式会社日立超エル・エス・アイ・システ  
ムズ  
東京都小平市上水本町5丁目22番1号  
(72) 発明者 堀口 真志  
東京都国分寺市東恋ヶ窪1丁目280番地  
株式会社日立製作所中央研究所内  
(74) 代理人 100075096  
弁理士 作田 康夫

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 半導体装置

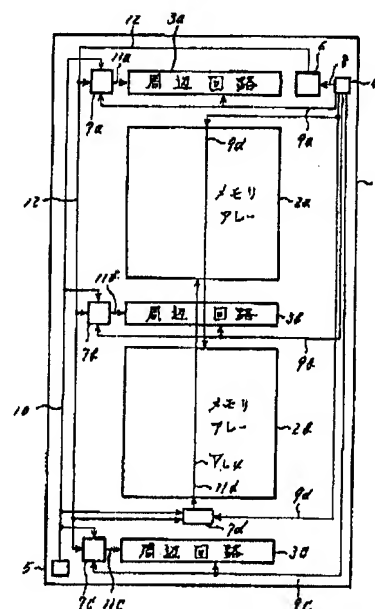
(57) 【要約】

【課題】 内部電圧発生回路の動作の安定化を図る。

【解決手段】 外部電圧を受けるための第1電源端子及び第2電源端子と、前記第1電源端子に供給される電位を基準にして前記外部電圧から内部電圧を発生する内部電圧発生回路と、前記内部電圧を電源として動作する内部回路とを有し、前記内部電圧発生回路は、前記第1電源端子に供給される電位を基準にして形成される基準電圧を発生する基準電圧発生回路と、前記基準電圧に基づいて形成した前記内部電圧を前記内部回路に供給する駆動回路とを含み、前記基準電圧発生回路は前記第1電源端子の近傍に配置されてなるとともに、前記駆動回路は前記内部回路の近傍となるように前記基準電圧発生回路から離間して配置され、前記基準電圧発生回路の出力する前記基準電圧は、前記駆動回路に対して基準電圧分配用配線により供給されることを特徴とする半導体装置。

【効果】 安定な基準電圧の発生と、内部電圧のレベルの安定との両立が図られる。

図40



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】第1電位を受けるための第1電源端子と、前記第1電位より高い第2電位を受けるための第2電源端子と、前記第1及び第2電位を受けて内部電位を発生する内部電位発生回路と、前記内部電位及び前記第1電位を受けて動作する内部回路とを具備し、前記内部電位発生回路は、前記第1電源端子と第1配線を介して接続され前記第1電位を基準にして形成される基準電位を発生する基準電位発生回路と、前記第1電源端子と第2配線を介して接続され前記基準電位及び前記第1電位を受けて形成された前記内部電位を前記内部回路に供給するための駆動回路とを含み、前記駆動回路と前記基準電位発生回路との間の前記基準電位が供給される配線の長さは、前記第1配線及び前記駆動回路と前記内部回路とを接続する配線より長く、前記第1配線と前記第2配線は、前記第1電源端子の配線の取り出し部から分離されることを特徴とする半導体装置。

【請求項2】請求項1において、前記半導体装置は、前記第1電位を受けるための第3電源端子を更に具備し、前記内部回路は、前記第3電源端子と第3配線を介して接続されることを特徴とする半導体装置。

【請求項3】請求項1又は2において、前記駆動回路は、前記基準電圧を一方の入力端子に受ける差動増幅器と、前記差動増幅器の出力する信号に基づいてゲートが制御され前記内部電圧を出力する出力MOSFETと、前記出力MOSFETの出力に基づく信号を前記差動増幅器の他方の入力端子に入力する帰還手段とを含むことを特徴とする半導体装置。

【請求項4】請求項1から3の何れか一つにおいて、前記内部回路は、複数のワード線と複数のデータ線の交点に夫々設けられるメモリセルと、前記複数のデータ線の夫々に対応して設けられる複数のセンスアンプとを更に具備し、前記複数のセンスアンプは、前記内部電位及び前記第1電位が供給されることを特徴とする半導体装置。

【請求項5】請求項2から4の何れか一つにおいて、前記第1から第3電源端子の夫々は、ボンディングパットであることを特徴とする半導体装置。

【請求項6】第1電位を受けるための第1電源端子と、前記第1電位より高い第2電位を受けるための第2電源端子と、前記第1及び第2電位を受けて内部電位を発生する内部電位発生回路と、前記内部電位及び前記第1電位を受けて動作する第1及び第2内部回路とを具備し、前記内部電位発生回路は、前記第1電源端子と第1配線

を介して接続され前記第1電位を基準にして形成される基準電位を発生する基準電位発生回路と、前記第1電源端子と第2配線を介して接続され前記基準電位及び前記第1電位を受けて形成される前記内部電位を前記第1内部回路に供給するための第1駆動回路と、前記第1電源端子と第3配線を介して接続され前記基準電位及び前記第1電位を受けて形成される前記内部電位を前記第1内部回路に供給するための第2駆動回路とを含み、前記基準電位発生回路と前記第1駆動回路とを接続するための配線の長さは、前記第1配線及び前記第1駆動回路と前記第1内部回路とを接続するための配線より長く、前記基準電位発生回路と前記第2駆動回路とを接続するための配線の長さは、前記第1配線及び前記第2駆動回路と前記第1内部回路とを接続するための配線より長く、前記第1配線と前記第2配線は、前記第1電源端子の配線の取り出し部から分離され、前記第1配線と前記第3配線は、前記第1電源端子の配線の取り出し部から分離されることを特徴とする半導体装置。

【請求項7】請求項6において、前記半導体装置は、前記第1電位を受けるための第3電源端子を更に具備し、前記第1及び第2内部回路は、前記第3電源端子と第3配線を介して接続されることを特徴とする半導体装置。

【請求項8】請求項6又は7において、前記第1及び第2駆動回路の夫々は、前記基準電圧を一方の入力端子に受ける差動増幅器と、前記差動増幅器の出力する信号に基づいてゲートが制御され前記内部電圧を出力する出力MOSFETと、前記出力MOSFETの出力に基づく信号を前記差動増幅器の他方の入力端子に入力する帰還手段とを含むことを特徴とする半導体装置。

【請求項9】請求項6から8の何れか一つにおいて、前記第1内部回路は、複数のワード線と複数のデータ線の交点に夫々設けられるメモリセルと、前記複数のデータ線の夫々に対応して設けられる複数のセンスアンプとを更に具備し、前記複数のセンスアンプは、前記内部電位及び前記第1電位が供給されることを特徴とする半導体装置。

【請求項10】請求項7から9の何れか一つにおいて、前記第1から第3電源端子の夫々は、ボンディングパットであることを特徴とする半導体装置。

【請求項11】第1電位を受けるための第1及び第2電源端子と、第2電位を受けるための第3電源端子と、前記第1及び第2電位を受けて内部電位を発生する内部電位発生回路と、前記内部電位及び前記第1電位を受けて動作する内部回路とを具備し、

10

20

30

40

50

前記内部電位発生回路は、前記第1電源端子と第1配線を介して接続され前記第1電位を基準にして形成される基準電位を発生する基準電位発生回路と、前記基準電位及び前記第1電位を受けて前記内部電位を前記内部回路に供給するための駆動回路とを含み、前記駆動回路と前記基準電位発生回路との間の前記基準電位が供給される配線の長さは、前記第1配線及び前記駆動回路と前記内部回路とを接続する配線より長く、前記内部回路は、前記第2電源端子と第2配線を介して接続されることを特徴とする半導体装置。

【請求項12】請求項11において、前記駆動回路は、前記第1電源端子と第3配線を介して接続され、前記第1配線と前記第3配線は、取り出し部から分離されることを特徴とする半導体装置。

【請求項13】請求項1から12の何れか一つにおいて、前記第1電位は、接地電位であることを特徴とする半導体装置。

【請求項14】請求項1から13の何れか一つにおいて、前記半導体装置は、ダイナミック形メモリであることを特徴とする半導体装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、例えば、16Mビット以上の記憶容量をもつ、ダイナミックメモリのような、超大規模集積回路に関する。

【0002】

【従来の技術】半導体集積回路内で、外部電源電圧や温度による変動の少ない、安定な基準電圧が必要になることがある。LSIの電圧リミッタについては、たとえ

$$I_{90} = (\beta_{90}/2) \cdot (-V_{T0})^2 \quad \dots (1)$$

$$I_{90} = (\beta_{91}/2) \cdot (V_{T0} - V_{TE})^2 \quad \dots (2)$$

$$I_{91} = (\beta_{92}/2) \cdot (V_{90} - V_R - V_{T0})^2 \quad \dots (3)$$

$$I_{91} = (\beta_{93}/2) \cdot (-V_{T0})^2 \quad \dots (4)$$

ここで $V_{90}$ はノード99の電圧、 $V_{TE}$ 、 $V_{T0}$ はそれぞれEMOS、DMOSのしきい値電圧( $V_{TE} > 0$ 、 $V_{T0} < 0$ )、 $\beta_{90}$ 、 $\beta_{91}$ 、 $\beta_{92}$ 、 $\beta_{93}$ はそれぞれ $Q_{90}$ 、 $Q_{91}$ 、※

$$V_R = V_{TE} - (1 + (\beta_{90}/\beta_{91}) - (\beta_{93}/\beta_{92})) \cdot V_{T0} \quad \dots (5)$$

ここで $\beta_{90}$ および $\beta_{93}$ が十分に小さいか、あるいは $\beta_{90}/\beta_{91} = \beta_{93}/\beta_{92}$ となるように各MOSFETの定数★

$$V_R = V_{TE} - V_{T0}$$

となる。すなわち、出力電圧 $V_R$ としてEMOSとDMOSとのしきい値電圧の差の電圧が得られ、これは外部電源 $V_{CC}$ や $V_{SS}$ の電圧に依存しない安定な電圧である。

【0006】近年、半導体装置の高集積化が進むにつれて、半導体素子の微細化に伴う耐圧の低下が問題になってきた。この問題は半導体装置の電源電圧を下げれば解決できるが、これは外部インタフェースの関係で必ずし

※ば、アイ・エス・エス・シー・ダイジェスト・オブ・テクニカル・ペーパーズ、第272頁から第273頁、1986年2月(ISSCC Digest of Technical Papers, pp.272-273, Feb.1986)などがある。最後の論文において述べられているように、DRAM(ダイナミックランダムアクセスメモリ)等のメモリLSIにおいては、外部電源電圧よりも低い電圧をLSIチップ上に設けた回路(電圧リミッタ)で発生し、それを電源として用いることがある。この内部電源電圧は、メモリ動作を安定にするために、外部電源電圧や温度による変動の少ない安定した電圧である必要があり、そのためには安定な基準電圧が必要である。また、アナログ回路を内蔵したLSIでは、参照用の電圧として安定した基準電圧を必要とする場合が多い。

【0003】このような要求に応える基準電圧発生回路としては、たとえば米国特許第3975648号や第4100437号などで提案されている回路がある。図7にその回路図を示す。これは、Hチャネルのエンハンスメント形MOSFET(以下EMOSと略す)とデブリーション形MOSFET(以下DMOSと略す)とのしきい値電圧の差を利用して、安定な電圧を得る回路である。図中、 $Q_{91}$ がEMOS、 $Q_{90}$ 、 $Q_{92}$ 、 $Q_{93}$ がDMOSであり、 $V_{CC}$ 、 $V_{SS}$ はそれぞれ正電圧、負電圧の外部電源である。EMOSとDMOSとのしきい値電圧の差が出力電圧 $V_R$ となる。以下、この回路の動作を説明する。

【0004】 $Q_{90}$ 、 $Q_{91}$ に流れる電流を $I_{90}$ 、 $Q_{92}$ 、 $Q_{93}$ に流れる電流を $I_{91}$ とする。4つのMOSFETがいずれも飽和領域で動作しているとすると、次の4式が成り立つ。

【0005】

※ $Q_{92}$ 、 $Q_{93}$ のコンダクタンス係数である。(1)～(4)式より、

★を定めれば、

$$\dots (6)$$

も好ましくない。そこで、外部から印加する電源電圧は従来のまま(たとえばTTL(transistor transistor logic)コンパチブルの場合は5V)としておき、それよりも低い電圧(たとえば3V)の内部電源を半導体装置内で作るという方法が提案されている。たとえばアイ・イー・イー・イー、ジャーナル・オブ・ソリッド・ステート・サーキット、第22巻、第3号、第437頁か

ら第441頁, 1987年6月 (IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol.SC-22, No.3, pp.437-441, June 1987) には、この方法をDRAM (ダイナミックランダムアクセスメモリ) に適用した例、および外部電源から内部電源を発生するための回路 (電圧リミッタ回路) について記述されている。

【0007】図7 (b) に上記文献に記載されている電圧リミッタ回路の回路図を示す。図中、 $V_L$  が電圧リミッタ回路であり、基準電圧発生回路VRと駆動回路Bから成る。Zは電圧リミッタの負荷、すなわち電圧リミッタの出力電圧 $V_L$ を電源として動作する回路である。基準電圧発生回路VRは、外部電源電圧 $V_{CC}$ や温度による変動の少ない安定な電圧 $V_R$ を発生する。駆動回路Bは、電圧値が $V_R$ と同じで駆動能力の大きい電圧 $V_L$ を発生する回路であり、 $Q_{10}, \sim Q_{11}$  から成る差動増幅器DAと出力MOSトランジスタ $Q_{11}$  から成る。差動増幅器DAの2個の入力端子のうち、一方には $V_R$ が接続され、他方には出力 $V_L$ が帰還されているので、この回路は出力 $V_L$ が入力 $V_R$ に追従するように動作する。出力 $V_L$ の駆動能力は、出力MOSトランジスタ $Q_{11}$ のチャネル幅によって決まる。したがって、 $Q_{11}$ のチャネル幅を負荷の消費電流に見合った大きさを設計しておけば、安定な内部電源電圧 $V_L$ を負荷に供給することができる。

【0008】

【発明が解決しようとする課題】上記した従来技術に基づいて、本発明者らが、具体的な超大規模集積回路 (例えば、DRAMでいえば、16 Mbit以上のLSI) について、詳細に検討したところ、次に詳説する問題点を発見した。この問題は大きくわけて、基準電圧発生回路に関するものと、電圧リミッタ回路に関するものと、これらのテストに関するものである。

【0009】まず、上記図7 (a) に示した従来技術の問題点は、EMOSとDMOSという性質の異なるデバイスを用いるため、それらの特性を合せるのが難しいことである。上の説明では簡単のため特性が同じとしたが、実際にはコンダクタンス係数 $\beta$ 、 $\beta$ の温度依存性 $d\beta/dT$ 、しきい値電圧の温度依存性 $dV_T/dT$ 等の特性がかなり異なる。これは以下に述べるような理由により、EMOSとDMOSとのしきい値電圧差 $V_{TE} - V_{TO}$ をかなり大きくしなければならないからである。

【0010】EMOSはゲート・ソース間電圧が0Vのときには確実に非導通状態にならなければならない。そのためには、そのしきい値電圧 $V_{TE}$ は、製造ばらつきやサブスレッショルド特性を考慮すると、かなり高く (たとえば $V_{TE} \geq 0.5V$ ) 設定する必要がある。また、DMOSは式(1)および(4)で示されるように電流源として用いられる場合があるので、電流値のばらつきを抑えるためには、そのしきい値電圧 $V_{TO}$ の絶対値はかな

り大きく (たとえば $V_{TO} \leq -1.5V$ ) 設定しなければならない。したがって $V_{TE} - V_{TO}$ はかなり大きく (たとえば $V_{TE} - V_{TO} \geq 2V$ ) なり、これはMOSFETのチャネル領域の不純物プロファイルが大幅に異なることを意味する。これによって、上で述べたようなMOSFETとしての特性の不一致が生ずる。本発明の1つの目的は、上記問題点を解決し、プブリーション形のFETを用いない基準電圧発生回路を提供することにある。

【0011】上記図7 (b) に示す従来技術の第1の問題点は、電圧リミッタ回路の動作の安定性について考慮されていないことである。一般に、図7 (b) の駆動回路Bのような帰還のかかった増幅器は、十分な位相余裕があるように設計しなければ、動作が不安定になる。これを図2 (a), (b) を用いて説明する。帰還をかけないときの増幅器の周波数対利得および周波数対位相の関係が図のようになっていたとすると、利得が0dBになる周波数において、位相遅れが $180^\circ$ にどれだけ余裕があるかを示す数値が、位相余裕である。位相余裕が負であれば帰還増幅器は発振するし、正であっても余裕が小さい場合、動作が不安定になる。一般に安定に動作するためには位相余裕は $45^\circ$ 以上必要であると言われている。そのためには、周波数対利得の特性が折れ曲がる点 (ポール) のうち、2番目の点P<sub>2</sub> (傾きが6dB/octから12dB/octに変わる点) における利得が0dB以下でなければならない。電圧リミッタ回路は、内部回路に安定な内部電源電圧を供給するのがその使命であるから、発振したり動作が不安定になったりしてはならないのはもちろんのことである。

【0012】この問題に対する対策としては、位相遅れを補償する各種の方法が、たとえばポール・アール・グレイ、ロバート・ジー・マイヤー共著、アナリシス・アンド・デザイン・オブ・アナログ・インテグレートッド・サーキット、第2版、ジョン・ウィリー・アンド・サンズ社 (Paul R.Gray and Robert G.Meyer: Analysis and Design of Analog Integrated Circuits, 2nd Ed., JohnWiley and sons Inc. に示されている。しかし、位相補償を実際の半導体装置の電圧リミッタ回路に適用するには、次のような問題がある。電圧リミッタ回路の負荷となる回路は、実際の半導体装置の内部回路であり、その中には容量、抵抗、インダクタンス、非線形素子、あるいはそれらの組合せなど極めて多種・多様なものが含まれる。しかも、それらの負荷が、時間的に一定ではなく、半導体装置の動作モードによって変化することがある。たとえば、半導体装置が動作状態にあるときと、待機状態にあるときとでは、負荷に流れる電流が大きく異なる。これによって、図7

(b) の駆動回路Bの出力段のバイアス条件が変化し、その結果増幅器全体の周波数特性も変化する。電圧リミッタ回路を安定に動作させるためには、このような複雑な性質をもった増幅器が常に安定に動作するようにする

必要がある。それには、従来の位相補償法だけでは不十分である。

【0013】上記従来技術の第2の問題点は、半導体チップ上の配置や配線について配慮されていないことである。特に、内部電源電圧 $V_L$ で動作する回路が複数ある場合の、電圧リミッタ回路の配置やその出力電圧 $V_L$ の配線については配慮されていなかった。

【0014】本発明者らは、上記従来技術を半導体メモリに適用した場合、以下に述べるような問題が生ずることを発見した。図3および図4に上記従来技術を半導体メモリに適用した例を示す。図3において、1は半導体メモリチップ全体、3は周辺回路、7は電圧リミッタ回路のうちの駆動回路（電圧リミッタ回路のうちの基準電圧発生回路はここでは記載を省略してある）、14a～14dはパルス発生回路、2a～2dは微細MOSトランジスタで構成されているメモリマツトである。

【0015】メモリマツトは微細素子を使用しているため、内部電源電圧 $V_L$ で動作させる。駆動回路7とパルス発生回路14a～14dはこのための回路である。7は内部電源電圧 $V_L$ を発生し、14a～14dは振幅 $V_L$ のバルス $\phi_{p1} \sim \phi_{p4}$ をそれぞれ発生する。この例では、パルス発生回路が14a～14dの4個あるのに対して、駆動回路は7の1個だけである。したがって、この電圧リミッタ回路によって発生した内部電源電圧 $V_L$ を各パルス発生回路に供給するためには、チップの上辺から下辺にわたる長い配線が必要であり、配線の寄生インピーダンスが大きくなって雑音発生の原因となる。このインピーダンスを小さくするために配線幅を太くすると、今度は配線のチップ上の占有面積が増すという問題が生ずる。

【0016】図4は、図3における配線が長くなるという問題を避けるために、各パルス発生回路に対応して1個ずつ駆動回路7a、7b、7c、7dを設けた例である。こうすれば、電圧リミッタ回路とパルス発生回路との間の配線長を短くすることができるが、パルス発生回路数と同じ数（ここでは4個）の電圧リミッタ回路が必要となる。したがって、電圧リミッタ回路のチップ上の占有面積および消費電流が図3の場合に比べて増加する。パルス発生回路の数がさらに大きくなった場合には、電圧リミッタ回路の占有面積と消費電力の増加は、高集積化、低消費電力化を目的とする半導体装置にとって重大な問題となる。

【0017】上記従来技術の第3の問題点は、CMOS回路の動作速度について考慮されていないことである。この問題を、微細加工技術の最先端を駆使して製造されるダイナミックランダムアクセスメモリ（以下DRAMと略す）を用いて説明する。

【0018】図5は、Nウェル形CMOS・DRAMの回路ブロック構成の一部を示す。図中のメモリセルアレー部分はP形基板上にある。センスアンプ部はNチャネル

およびPチャネルMOSトランジスタから成り、PチャネルMOSトランジスタの基板に相当するNウェルは電源電圧に接続されている。

【0019】アイ・エス・エス・シー・シー、エフ・エー・エム18.6、1984年、第282頁（ISSC C, FAM18.6、1984、p282）において論じられているように、MOSトランジスタの寸法を小さくしてDRAMの集積度を上げて行くと、MOSトランジスタのホットキャリアによるストレス耐圧の低下などの問題が生じる。これを防ぐために、集積度向上のために微細化が必要なメモリアレーで使用する電源電圧のみを、上記ストレス耐圧を考慮して下げることが考えられる。これは、たとえばDRAMの周辺回路部（Xデコーダ、Yデコーダなど）に外部電源電圧 $V_{cc}$ 、センスアンプを含むメモリセルアレー部に $V_{cc}$ より低い動作電圧 $V_L$ （ $|V_L| < |V_{cc}|$ ）を用いることである。すなわち、図5中のセンスアンプのPチャネルMOSトランジスタのソースにつながる電圧供給線を $V_L$ とし、周辺回路部の電圧供給線を $V_{cc}$ とする。

【0020】しかしながら、CMOS・DRAMにおいて、上述の如くメモリアレー部の動作電圧を低くすると、著しく動作速度が低下することが判明した。詳細な解析の結果、その原因がPチャネルMOSトランジスタのバックゲートバイアス効果によるしきい値電圧上昇であることが明らかになった。すなわち、P形基板中のNウェル中に形成されたPチャネルMOSトランジスタのソースの電位が内部電源電圧 $V_L$ 、Nウェル（PチャネルMOSトランジスタのバックゲート）の電位が外部電源電圧 $V_{cc}$ であると、PチャネルMOSトランジスタに $V_{cc} - V_L$ のバックゲートバイアスがかかり、そのしきい値電圧が上昇する。

【0021】図6は、ゲート長 $1.2 \mu\text{m}$ 、ゲート幅 $10 \mu\text{m}$ のPチャネルMOSトランジスタのバックゲート（Nウェル）電圧とソース電圧との差（バックゲートバイアス）に対し、しきい値電圧をプロットしたものである。この例では、バックゲートバイアスが2V印加されると、約0.35Vしきい値電圧が上昇する。現在LSIで多く用いられている電源電圧 $V_{cc}$ に対し、たとえば $V_L = 3\text{V}$ とすると、0.35Vのしきい値電圧上昇は動作電圧の10%を越えており、それがそのまま速度劣化につながる。

【0022】本発明の他の1つの目的は、上記第1の問題点を解決し、動作の安定は電圧リミッタ回路を提供することにある。

【0023】本発明の他の目的は、上記第2の問題点を解決し、低雑音、小占有面積、低消費電力の電圧リミッタ回路を提供することにある。

【0024】本発明の更に他の目的は、上記第3の問題点を解決し、高速かつ高信頼性のCMOS・LSI（large scale integrated circuit）を提供することにあ

る。

【0025】本発明の目的は、上記した他、更に、超大規模集積回路の実際の構成を提供することにある。

【0026】本発明の更に他の目的は、超大規模集積回路の実際のレイアウトを提供することにある。

【0027】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するため、本発明では、エンハンスメント形でしきい値電圧の異なる2個のFETを用い、それらに一定比の電流を流したときの電位差を取り出して基準電圧とする。

【0028】上記第1の問題を解決するため、本発明では、電圧リミッタが多くの種類の負荷を駆動する必要があるときは、電圧リミッタを構成する駆動回路を負荷の種類に応じて複数個に分割し、それぞれに位相補償を施す。負荷の種類や大きさが半導体装置の動作モードによって時間的に変化するとき、各動作モードによって駆動回路や位相補償回路の回路定数を変化させる。あるいは、各動作モードごとに個別の駆動回路を設け、それらの出力を接続して電圧リミッタの出力とする。

【0029】上記第2の問題は、電圧リミッタ回路とその出力を電源として用いるパルス発生回路などの負荷回路とを近接して配置し、アドレス信号などの制御信号によって選択/非選択の関係にある複数の負荷回路で1個の電圧リミッタ回路を共有することにより解決される。

【0030】上記第3の問題を解決するため、本発明では、CMOS・LSIにおいてウェル中に形成されたMOSトランジスタのバックゲート（ウェル）電圧を、ソース端に供給される動作電圧と等しくする。

【0031】デプリーション形のFETを用いず、エンハンスメント形でしきい値電圧の異なる2個のFETを用いるので、それらのしきい値電圧の差を、十分小さくできる（原理的にはいくら小さくてもよい）。したがって、前記従来技術に比べて2個のFETの特性を合せることは容易であり、従来よりもさらに安定な基準電圧を得ることができる。

【0032】電圧リミッタが多くの種類の負荷を駆動する必要があるとき、駆動回路を負荷に応じて複数個に分割し、それぞれに位相補償を施すことによって、負荷の種類に応じた最適な位相補償が可能になる。また、半導体装置の動作モードによって、駆動回路や位相補償回路の回路定数を変化させたり、各動作モードごとに個別の駆動回路を設け、それらの出力を接続して電圧リミッタの出力としたりすることによって、負荷の変動に対応した最適な位相補償が可能になる。それによって動作の安定な電圧リミッタ回路を作ることができる。

【0033】電圧リミッタ回路とその出力を電源として用いるパルス発生回路などの負荷回路とを近接して配置することにより、これらの間の配線のインピーダンスを小さくすることができ、発生する雑音のレベルを抑えることができる。また、アドレス信号などの制御信号によ

って選択/非選択の関係にある複数の負荷回路で1個の電圧リミッタ回路を共有することにより、電圧リミッタ回路の数を減らすことができる。したがって、該回路の占有面積と消費電力とを低減することができる。ここで、電圧リミッタ回路は、負荷回路のうち選択状態にある回路だけを駆動すればよい。したがって、共有することによって電圧リミッタ回路の電流駆動能力を増加させる必要はない。

【0034】CMOS・LSIにおいて、ウェル中に形成されたMOSトランジスタは、ウェル電圧を内部電源電圧 $V_L$ とすることにより、バックゲートバイアス効果によるしきい値電圧の上昇を防ぐことができる。

【0035】

【発明の実施の形態】以下、本発明を実施例を用いて説明する。

【0036】この説明は、理解を容易にする為に、第1、第2、第3のグループに分け、この順に説明する。よって、それぞれのグループにおいて実際の超大規模集積回路への応用が説明される。しかし、これは、これらのグループが全く独立のものを意味するものでないことは、当業者であれば、理解できるであろう。すなわち、これらのグループは、それぞれ組み合わせて実施することが技術的に可能である場合には、その組み合わせを当然に示唆しているのである。更に、以下の説明で明らかになるが、第1、第2、及び第3のグループは、互いに排せきしあう技術ではなく、ほとんどの場合、組合せることにより、より相乗的に効果を発揮する技術であることは、当業者であれば、理解しうるであろう。

【0037】〔第1グループ〕以下、本発明の第1のグループの実施例を図面により説明する。以下の説明では正の基準電圧を発生する場合について説明するが、トランジスタの極性等を逆にすることによって負の基準電圧を発生することもできる。

【0038】図1(a)に本発明の第1の実施例の回路図を示す。この回路は、NチャネルMOSFET・ $Q_{s1}$ ～ $Q_{s3}$ とPチャネルMOSFET・ $Q_{s4}$ 、 $Q_{s5}$ から成り、 $V_{DD}$ は正電圧の外部電源である。NチャネルMOSFETのうち、 $Q_{s2}$ と $Q_{s3}$ は標準しきい値電圧 $V_{TE}$ を持つエンハンスメント形FET（以下EMOSと略す）であり、 $Q_{s1}$ は $V_{TE}$ よりも高いしきい値電圧 $V_{TEE}$ を持つエンハンスメント形FET（以下EEMOSと略す）である。以下、この回路の動作を説明する。

【0039】PチャネルMOSFET・ $Q_{s4}$ と $Q_{s5}$ とは、ゲートおよびソースを共有しており、いわゆるカレントミラー回路70を構成している。すなわち、 $Q_{s4}$ のドレイン電流 $I_1$ と $Q_{s5}$ のドレイン電流 $I_2$ との比が一定になるように動作する。その電流比（ミラー比）は、 $Q_{s4}$ と $Q_{s5}$ との定数比によって定まる。 $Q_{s1}$ ～ $Q_{s3}$ の定数が等しく、いずれも飽和領域で動作しているとすると、次の3式が成り立つ。



【0040】

$$I_1 = (\beta_{EE}/2) \cdot (V_1 - V_{TEE})^2 \quad \dots (7)$$

$$I_1 = (\beta_E/2) \cdot (V_1 - V_R - V_{TE})^2 \quad \dots (8)$$

$$I_2 = (\beta_E/2) \cdot (V_R - V_{TE})^2 \quad \dots (9)$$

ここで $\beta_{EE}$ はEEMOS ( $Q_{E1}$ ) のコンダクタンス係数、 $\beta_E$ はEMOS ( $Q_{E2}$ ,  $Q_{E3}$ ) のコンダクタンス係数、 $V_1$ はノード61の電圧である。(7)~(9)式より、

$$V_1 = 2V_R \quad \dots (10)$$

$$V_R = (V_{TEE} - xV_{TE}) / (2 - x) \quad \dots (11)$$

ただし、

$$x = (\alpha\beta_E) / (\beta_{EE}) \quad \dots (12)$$

ここで $\alpha$ はカレントミラー回路70のミラー比 ( $I_1 : I_2 = \alpha : 1$ ) である。特に $Q_{E4}$ と $Q_{E5}$ の定数が同一の場合は $\alpha = 1$ である。このとき、 $\beta_{EE} \approx \beta_E$ ならば

$$V_R = V_{TEE} - V_{TE} \quad \dots (13)$$

となる。すなわち、基準電圧 $V_R$ としてEEMOSとEMOSとのしきい値電圧の差の電圧が得られ、これは外\*

$$dV_R/dT = (1/(2-x)) \cdot (dV_{TEE}/dT) - (x/(2-x)) \cdot (dV_{TE}/dT) \quad \dots (14)$$

したがって $dV_{TEE}/dT = x \cdot dV_{TE}/dT$ となるようにミラー比 $\alpha$ を設定すれば、基準電圧の温度依存性 $dV_R/dT = 0$ にできる。

【0043】なお、本回路に用いるMOSFETのチャネル長は、ある程度長い方が望ましい。たとえば、半導体装置の他の回路でチャネル長 $1\mu\text{m}$ 程度のMOSFETが用いられていたとしても、本回路ではそれよりも長い、たとえば $5\mu\text{m}$ 以上のチャネル長のMOSFETを用いるのがよい。(7)~(9)式では簡単のため、飽和領域のドレイン電流はゲート・ソース間電圧にのみ依存するとしたが、実際にはドレイン・ソース間電圧によっても多少変化する。チャネル長が長いほどこの変化の割合(ドレインコンダクタンス)が小さく、したがって基準電圧の安定度が良くなる。また、短チャネル効果によるしきい値電圧変動を抑えるためにも、チャネル長は長い方がよい。

【0044】図1(a), (b), (c)の回路では、基準電圧を作るためのMOSFET・ $Q_{E1} \sim Q_{E3}$ のバックゲートはそれぞれのソースに接続されているが、共通の基板端子に接続するようにしてもよい。しかし、MOSFETのしきい値電圧はバックゲート電圧によって変化するの、その影響を避けるためにはソースに接続した方がよい。

【0045】ここで本発明に用いるカレントミラー回路について補足しておく。カレントミラー回路は、図1(a)の実施例に用いられている2個のMOSFETから成る回路に限られない。たとえば、図1(b)または(c)の回路でもよい。これらの回路はそれぞれカスコード形、ウィルソン形という名称で知られている回路である。これらの回路の特徴は、ミラー特性が良いことで

\*部電源 $V_{DD}$ の電圧に依存しない安定な電圧である。なお、 $V_R$ のかわりに $V_1 (= 2V_R)$ を基準電圧として用いてもよい。

【0041】この基準電圧発生回路の特徴は、前記の従来技術に比べてMOSFETの特性を合せることが容易なことである。 $Q_{E1} \sim Q_{E3}$ を飽和領域で動作させるためには、 $V_{TEE} \geq 2V_{TE}$ 、すなわち $V_{TEE} - V_{TE} \geq V_{TE}$ であればよい。しきい値電圧差 $V_{TEE} - V_{TE}$ は従来に比べて小さく(たとえば $0.7\text{V}$ で)、チャネル領域の不純物プロファイルの相違を従来に比べて小さくできるからである。

【0042】本発明による回路ではしきい値電圧の温度依存性 $dV_T/dT$ の差異を小さくできるので、温度に対しても安定な基準電圧を得ることができるが、さらに温度依存性を小さくするにはミラー比 $\alpha$ を調整すればよい。次にその方法を説明する。(11)式を温度 $T$ によって微分すると、

ある。すなわち、図1(a)のカレントミラー回路では、 $Q_{E4}$ と $Q_{E5}$ のドレイン・ソース間電圧の変化によってミラー比 $\alpha$ がわずかに変化するが、図1(b)または図1(c)の回路ではその変化量が少ない。したがって、本発明に適用した場合、ミラー比をより正確に設定でき、より安定な基準電圧を得ることができる。また、カレントミラー回路としては、図1(d)に示すような、MOSFETのかわりにバイポーラトランジスタを用いた回路でもよい。以下の実施例では、簡単のため、主として図1(a)のカレントミラー回路を用いた図を掲げているが、これらの実施例に図1(b)~(d)の回路を適用してもよいことは言うまでもない。

【0046】図8に本発明の第2の実施例を示す。この回路は図1(a)の $Q_{E3}$ を抵抗 $R_{E1}$ で置き換えたものである。 $Q_{E1}$ と $Q_{E2}$ の定数が等しく、いずれも飽和領域で動作しているとすると、次の3式が成り立つ。

【0047】

$$I_1 = (\beta_{EE}/2) \cdot (V_1 - V_{TEE})^2 \quad \dots (15)$$

$$I_1 = (\beta_E/2) \cdot (V_1 - V_R - V_{TE})^2 \quad \dots (16)$$

$$I_2 = V_R/R_{E1} \quad \dots (17)$$

これらの式より、ミラー比 $\alpha = 1$ 、 $\beta_{EE} \approx \beta_E$ として計算すると、

$$V_R = V_{TEE} - V_{TE} \quad \dots (18)$$

となり、基準電圧 $V_R$ としてEEMOSとEMOSとのしきい値電圧の差の電圧が得られる。

【0048】本実施例の特徴は、EEMOSとEMOSとのしきい値電圧の差を、図1(a)の場合よりもさらに小さくできる(原理的にはいくら小さくてもよい)ことである。そのため、MOSFETの特性を合せることがさらに容易である。ただし、通常のMOSプロセスで



は、一般に抵抗よりもMOSFETの方が占有面積が小さくできるので、しきい値電圧差がある程度大きくてもよい場合は図1(a)の実施例の方が望ましい。

【0049】図9(a)に本発明の他の実施例を示す。図1(a)の実施例との相違点は、電流 $I_1$ と $I_2$ との比を一定に保つ方法にある。図1(a)の場合は、カレントミラー回路70が直接 $I_1$ と $I_2$ の比を一定に保っていたが、本実施例では2組のカレントミラー回路71および72が間接的にこれを実現する。すなわち、4個のNチャネルMOSFETから成るカレントミラー回路71(これは前述のカスコード形である)が $I_2$ と $I_3$ とを一定比に保つと同時に、2個のPチャネルMOSFETから成るカレントミラー回路72が $I_1$ と $(I_1 + I_2)$ とを一定比に保つ。これにより $I_1$ と $I_2$ との比が一定に保たれる。たとえば、回路71のミラー比を $I_2 : I_3 = 1 : 1$ 、回路72のミラー比を $I_1 : (I_1 + I_2) = 1 : 2$ とすれば、 $I_1 : I_2 = 1 : 1$ となる。

【0050】本実施例の特徴は、 $Q_{s2}$ のドレイン・ソース間電圧がほぼ一定になることである。図1(a)の実施例では、 $Q_{s2}$ のドレイン(ノード62)の電圧はほぼ $V_{DD} - |V_{TP}|$ ( $V_{TP}$ はPチャネルMOSFETのしきい値電圧)であり、これは外部電源電圧 $V_{DD}$ の変動によ\*

$$I_1 = (\beta_{PE}/2) \cdot (-V_3 - V_{TPE})^2 \quad \dots (19)$$

$$I_2 = (\beta_P/2) \cdot (V_R - V_3 - V_{TP})^2 \quad \dots (20)$$

ここで $V_3$ はノード63の電圧、 $\beta_{PE}$ 、 $\beta_P$ はそれぞれ $Q_{s1}$ 、 $Q_{s2}$ のコンダクタンス係数である。これらの式より、 $I_1 : I_2 = 1 : 1$ 、 $\beta_{PE} \approx \beta_P$ として計算すると、

$$V_R = V_{TP} - V_{TPE} \quad \dots (21)$$

となり、基準電圧 $V_R$ としてPチャネルMOSFETのしきい値電圧差が得られる。

【0054】本実施例は、P形の基板上に形成される半導体集積回路であって安定な基準電圧を必要とするものに組み込むのに好適である。前述のように、基準電圧を作るためのMOSFETのバックゲートはそれぞれのソースに接続することが望ましい。しかし、P形の基板上の半導体集積回路では、NチャネルMOSFETは基板上に直接形成され、そのバックゲートはすべて共通の基板端子に接続されるのが普通である。したがって基板電圧が変動すると、NチャネルMOSFETのしきい値電圧が変化する。それに対して、PチャネルMOSFETはN形のウェル内に形成されるので、各MOSFETのバックゲート(ウェル)をソースに接続することによって、基板電圧変動の影響を受けないようにすることができる。たとえば、DRAMでは、P形の基板を用い、チップ上に設けた基板電圧発生回路で発生した電圧(通常-3V程度)を基板に印加するのが普通である。しかしこの基板電圧は、外部電源電圧の変動やメモリの動作によって変動しやすい。このような場合には、本実施例の回路が特に有効である。逆に、N形の基板上に形成される半導体集積回路では、NチャネルMOSFETのしきい値電圧差を基準とする回路の方がよい。

\*って変化する。ドレイン電圧の変化は、ドレインコンダクタンスによるドレイン電流の変化をもたらす、基準電圧 $V_R$ の変動を招く。それに対して本実施例では、 $Q_{s2}$ のドレイン電圧は $2V_R$ に保たれているので、 $V_{DD}$ に対してより安定な基準電圧を得ることができる。

【0051】図9(b)の回路の同様な趣旨の実施例である。この回路では、2個のEMOSから成るカレントミラー回路73が $I_2$ と $I_1$ とを一定比に保ち、2個のPチャネルMOSFETから成るカレントミラー回路72が、 $I_4$ と $(I_1 + I_2)$ とを一定比に保つことにより、 $I_1$ と $I_2$ の比が一定に保たれる。

【0052】これまでの実施例は、いずれもNチャネルMOSFETのしきい値電圧差を基準とする回路であったが、PチャネルMOSFETのしきい値電圧差を、基準とすることもできる。図10(a)、(b)にその例を示す。 $Q_{r1}$ は標準しきい値電圧 $V_{TP}$ を持つPチャネルMOSFETであり、 $Q_{r2}$ は $V_{TP}$ よりも低い(負で絶対値が大きい)しきい値電圧 $V_{TPE}$ を持つPチャネルMOSFETである。 $Q_{r1}$ と $Q_{r2}$ がいずれも飽和領域で動作しているとすると、次の2式が成り立つ。

【0053】

【0055】図10(b)も同様にPチャネルMOSFETのしきい値電圧差を基準とする回路である。これまでの実施例との相違点は、動作点(動作電流)の設定方法にある。これまでの実施例は、基準電圧発生回路内で自動的に動作点が定まる、いわゆるセルフバイアス方式の回路であった。しかし、本回路では、動作点を設定するための回路76が独立に設けられている。動作点設定回路76に流れる電流 $I_5$ は、主として抵抗 $R_{s2}$ (MOSFETで置換してもよい)によって定まる。基準電圧発生回路の動作電流 $I_1$ および $I_2$ は、 $I_1$ と2組のカレントミラー回路72および75によって定まる。たとえば、回路72のミラー比を $I_1 : (I_1 + I_2) = 1 : 2$ 、回路75のミラー比を $I_1 : I_2 = 1 : 1$ とすれば、 $I_1 = I_2 = I_5$ となる。

【0056】本回路は、動作点設定回路が独立しているため、セルフバイアス方式の回路よりも、デバイスのばらつきによる動作点の変動が少なく、したがって消費電流のばらつきが少ないという特徴がある。

【0057】なお、セルフバイアス方式の回路では、起動回路を付けておくことが望ましい。起動回路とは、回路が望ましくない安定点に陥るのを防止するための回路である。たとえば図9(a)の回路では、望ましい安定点は前述のように正常に $V_R$ を発生している状態であ

り、このときノード63の電圧 $V_3 = 2V_R$ 、ノード64の電圧 $V_4 \approx V_{DD} - |V_{TP}|$ である。しかし、これ以外にも $I_1 = I_2 = 0$ という安定点があり、このとき $V_3 = 0$ 、 $V_4 = V_{DD}$ 、 $V_R = 0$ である。回路がこの安定点に陥るのを防ぐには、たとえば図11に示すような起動回路77を付けねばよい。PチャネルMOSFET・ $Q_{75}$ 、 $Q_{76}$ および抵抗 $R_{63}$ （MOSFETによって置換してもよい）は電流源を構成している。回路が望ましくない安定点にあるときは $V_3 = 0$ でE MOS・ $Q_{77}$ は非常通状態であるから、ノード60が電流源によって充電される。すると $Q_{76}$ が導通状態になってノード63の電圧を上昇させ、回路を望ましくない安定点から脱出させるように働く。回路が望ましい安定点に到達すると $V_3$ が $V_{TEE}$ を越えて $Q_{77}$ が導通状態になり、ノード60の電圧が下がる。すると $Q_{76}$ は非導通状態になり、基準電圧発生回路本体の動作には影響を及ぼさなくなる。

【0058】次に、本発明をDRAMに適用した例を示す。図12は、メモリアレーを外部電源電圧 $V_{CC}$ よりも低い内部電圧 $V_L$ で動作させるために、オンチップ電圧リミッタを設けたDRAMの構成図である。内部電圧 $V_L$ を発生するために、本発明による基準電圧発生回路を用いている。図中、6は本発明による基準電圧発生回路、24は差動アンプ、7aおよび7bはバッファ、30はワード線昇圧回路、2はメモリセルMCを縦横に配列したメモリアレー、33はセンスアンプ、31はワードドライバである。

【0059】差動アンプ24と2個の抵抗 $R_{21}$ 、 $R_{22}$ は、基準電圧発生回路6の出力電圧 $V_R$ から、次式のようにメモリアレーの動作電圧 $V_R'$ を作るための回路である。

$$V_R' = ((R_{21} + R_{22}) / (R_{22})) \cdot V_R \quad \dots (22)$$

$V_R$ は、前述のようにFETのしきい値電圧差を基準としているため、必ずしもメモリアレーの動作電圧として適当な電圧であるとは限らない。そのためにこの回路によって $V_R$ から $V_R'$ への変換を行っている。たとえば、 $V_R = 1V$ 、 $V_R' = 3V$ ならば、 $R_{21} : R_{22} = 2 : 1$ とすればよい。また、 $R_{21}$ と $R_{22}$ を可変にして、 $V_R'$ の微調整、いわゆるトリミングができるようにしてもよい。トリミングの方法としては、たとえば前記米国特許に記載されている方法を用いることができる。

【0061】バッファ7aおよび7bは、 $V_R'$ の電流駆動能力を高めるための回路である。バッファは、MOSFET・ $Q_{21} \sim Q_{24}$ と電流源 $I_{21}$ から成る差動アンプと、MOSFET・ $Q_{25}$ と電流源 $I_{22}$ から成る出力段によって構成されている。なお、7bの構成は7aと同一なので、図では記載を省略してある。この回路は、出力段から差動アンプの入力へフィードバックがかかっているため、出力 $V_{L1}$ 、 $V_{L2}$ の電圧が入力電圧 $V_R'$ に追従するように動作する。すなわち、電圧値はそのまま駆

動能力の大きな出力 $V_{L1}$ 、 $V_{L2}$ を得ることができる。 $V_{L1}$ 、 $V_{L2}$ は、それぞれセンスアンプ、メモリセルのワード線を駆動するのに用いられる。本実施例では、ワード線電圧をメモリアレーの動作電圧（ここでは $V_{L1}$ ）よりも高くする、ワードブーストと呼ばれる手法を用いている。そのために、ワード線昇圧回路30を設けてある。そのために、ワード線昇圧回路30を設けてある。ただし、30の電源は、外部電源 $V_{CC}$ ではなく内部電源 $V_{L2}$ である。したがって、ワード線駆動信号 $\phi_x$ は $V_{L2}$ を基準に昇圧される。ワードドライバ31は、 $\phi_x$ とデコーダ出力XDとを受けて、ワード線WLを駆動する。

【0062】本実施例に用いられているセンスアンプ33は、PチャネルMOSFET・ $Q_{121}$ 、 $Q_{122}$ とNチャネルMOSFET・ $Q_{127}$ 、 $Q_{128}$ から成る、通常のCMOSセンスアンプである。33は、 $\phi_s$ を高レベルに、 $\phi_s$ を低レベルにしてMOSFET・ $Q_{121}$ 、 $Q_{127}$ を導通させることにより、起動される。ただし、 $Q_{127}$ のソースは、外部電源 $V_{CC}$ ではなく内部電源 $V_{L1}$ に接続されているので、33は動作することにより、データ線の高レベル側は $V_{L1}$ に、低レベル側は設置電位になる。すなわち、データ線の振幅は $V_{L1}$ に抑えられる。

【0063】次に、本発明をDRAMに適用した他の実施例を紹介する。図13は本発明を適用した16MビットDRAMの回路図、図14はチップ内レイアウト図、図15は電圧リミッタ13の詳細レイアウト図である。なお、レイアウト図においては、簡単のため、一部の回路は記載を省略してある。図中、1は半導体チップ、2はメモリアレー、31はワードドライバ、32はロウデコーダ、33はセンスアンプ、34はデータ線ブリチャージ回路、35はデータ線選択回路、36Lおよび36Rはスイッチ回路、37はカラムデコーダ、38はメインアンプ、39はデータ出力バッファ、40はデータ入力バッファ、41は書込み回路、42はロウアドレスバッファ、43はカラムアドレスバッファ、44はタイミング発生回路、45はセンスアンプ駆動信号発生回路、46はワード線電圧発生回路、47はデータ線ブリチャージ線電圧発生回路、48は基板電圧発生回路である。電圧リミッタ回路13の中の6は本発明による基準電圧発生回路、6aは電圧変換回路、7a、7b、7cは駆動回路、4a、4b、4cは接地 $V_{SS}$ のボンディングパッド、5a、5bは外部電源電圧 $V_{CC}$ のボンディングパッドである。基準電圧発生回路6は外部電源電圧 $V_{CC}$ （ここでは5V）に対して安定化された電圧 $V_R$ （ここでは1.1V）を発生し、電圧変換回路6aはそれぞれ $V_R'$ （ここでは3.3V）に変換する。駆動回路は、 $V_R'$ をもとに、メモリアレー用の電源電圧 $V_{L1}$ 、周辺回路用の電源電圧 $V_{L2}$ を発生する。この例では、 $V_{L1}$ 、 $V_{L2}$ の電圧レベルは、ともに3.3Vである。

【0064】本実施例の第1の特徴は、周辺回路にも電圧リミッタ回路を適用したことである。 $V_{L1}$ は45およ

び47に、 $V_{L1}$ は32, 37, 38, 40, 41, 42, 43, 44, 46, 48にそれぞれ供給される。すなわち、データ出力バッファ39以外の回路は内部電源電圧 $V_{L1}$ もしくは $V_{L2}$ で動作する。周辺回路をも外部電源電圧 $V_{cc}$ よりも低い安定化された電圧 $V_{L1}$ で動作させることにより、周辺回路で消費される電力を低減することができ、またその動作を安定化することができる。

【0065】本実施例の第2の特徴は、電圧リミッタ回路13を半導体チップの中央に配置したことである。これにより、内部電源電圧 $V_{L1}$ ,  $V_{L2}$ の配線11a, 11bのインピーダンスによる電圧降下が小さくなる。そのため、 $V_{L1}$ ,  $V_{L2}$ を電源とする回路の動作が安定かつ高速になる。

【0066】本実施例の第3の特徴は、接地配線の方法にある。まず、基準電圧発生回路および電圧変換回路用としては、専用の短い接地配線8を設ける。次に、駆動回路用としては接地配線9aおよび9bを設ける。そして、電圧リミッタ回路用のボンディングパッド4bは、他の回路用のボンディングパッド4a, 4cとは別に設ける。これにより、各回路が動作するときに流れる電流によって接地配線8上に発生する雑音が、他の回路に悪影響を与えるのを防止できる。特に、基準電圧発生回路および電圧変換回路の接地配線に雑音が生ずると、内部電源電圧 $V_{L1}$ ,  $V_{L2}$ のレベルが変動し、チップ内のほとんどすべての回路に影響を与えるので、この配線8は極力短くし、かつ他の接地配線とは分離しておくことが望ましい。そのためには、ボンディングパッドから別にしておくのが最も望ましいが、ボンディングパッドは共通にして配線の取り出し部から分離するという方式でもよい。また、図には示していないが、メモリアレー用の接地配線も、他の配線とは分離しておくことが望ましい。なぜならば、DRAMでは、センスアンプが増幅動作を行うとき、多数のデータ線（その容量は通常合計数千pF）が同時に充放電され、接地配線に大きな雑音が発生するからである。

【0067】本実施例の第4の特徴は、電源配線の方法にある。外部電源電圧 $V_{cc}$ 用のボンディングパッドは、メモリアレー用の5aと、周辺回路用の5bとで別に設ける。メモリアレー用の駆動回路7aは5aに、周辺回路用の駆動回路7b, 7cは5bにそれぞれ近接して配置する。これにより、電源電圧10a, 10bでの電圧降下を低減できる。もちろんこの電圧降下分は各駆動回路で吸収するようになっているが、降下分があまりに大きいと吸収しきれなくなり、内部電源電圧 $V_{L1}$ もしくは $V_{L2}$ の低下を招くことがある。これを防ぐためには、本実施例のように、配線10a, 10bのインピーダンスを小さくすることが望ましい。周辺回路用とメモリアレー用とでボンディングパッドを別に設けたのは、上述の接地の場合と同様、回路が動作するときに流れる電流によって電源電線上に発生する雑音が、他の回路に悪影響

を与えるのを防止するためである。基準電圧発生回路および電圧変換回路用の電源は、ここでは5bから配線しているが、もちろん別のボンディングパッドを設けてもよい。

【0068】なお、図には示していないが、データ出力バッファ用の接地配線および電源配線も、他の接地配線および電源配線とはそれぞれ分離しておくことが望ましい。なぜならば、データ出力バッファが動作するときには外部負荷（通常数百pF）が充放電されるため、接地配線および電源配線（データ出力バッファは外部電源電圧 $V_{cc}$ で直接動作する）に大きな雑音が発生するからである。

【0069】以下、本実施例の各部について詳細に説明する。

【0070】まず、基準電圧発生回路6について述べる。基準電圧発生回路としては、図1(a)～(d)、図8～図11に示した回路を用いることができる。ここで、前述のように、基板電位変動の影響を少なくするためには、各MOSFETのバックゲートはそれぞれのソースに接続することが望ましい。たとえば図10

(a), (b)の回路では、PチャネルMOSFET・ $Q_{71}$ と $Q_{72}$ とのしきい値電圧差が基準電圧 $V_R$ となる。

この場合は、 $Q_{71}$ と $Q_{72}$ としては、たとえば図16

(a), (b)に示す構造のPチャネルMOSFETを用いればよい。同図16(a)はレイアウト図、図16(b)は断面図である。図中、101はP形の半導体基板、102はN形のウェル、103はN+拡散層、107はP+拡散層、104はアイソレーション用のSiO<sub>2</sub>、106はゲートとなる多結晶シリコンもしくは金属、113は層間絶縁膜、108は配線層、115は保護膜、116はコンタクト孔である。ソース拡散層（図の左側のP+拡散層）とNウェルとが、配線層108によって接続されている。この端子が図10(a),

(b)の回路図のノード66に相当する。この構造は通常のCMOSプロセスで作ることができる。図17(a), (b)は、ウェルを二重構造にした例である。図中、111はN形の基板、112はP形のウェルである。このように、ウェルを二重構造にして、外側のウェル112の電位を固定（たとえば接地）することにより、基板111とMOSFETのバックゲート102とが静電的にシールドされる。したがって、それらの間の寄生容量を介した干渉雑音を防止でき、基板電位変動の影響をほぼ完全になくすることができる。なお、基板111はたとえば外部電源 $V_{cc}$ に接続すればよい。この構造は通常のCMOSプロセスにウェルを形成する工程を一つ追加するだけで作ることができ、比較的低コストで大きな効果が得られる。

【0071】図1(a)～(d)、図8、図9(a), (b)図11の回路では、NチャネルMOSFET・ $Q_{61}$ と $Q_{62}$ とのしきい値電圧差が基準電圧となる。これら

の回路を用いる場合は、図16(a)、(b)または図17(a)、(b)において導電性を逆にした構造のNチャネルMOSFETを用いればよい。

【0072】基準電圧を発生するための一対のMOSFET図10(a)、(b)の場合は $Q_{11}$ と $Q_{12}$ 、図1(a)～(d)、図8、図7(a)、(b)、図11の場合は $Q_{11}$ と $Q_{12}$ のレイアウトパターンは、幾何学的に合同な図形とし、配置する方向も同一にするのが、製造プロセスのばらつきの影響を少なくする意味で望ましい。たとえば、ソース・ドレイン拡散層上のコンタクト孔の配置方法を同一にすることにより、拡散層抵抗の影響を同じにすることができる。また、チャンネルの方向を同じにすることにより、結晶面方向による移動度の差の影響をなくすることができる。

【0073】次に、電圧変換回路6aについて述べる。電圧変換回路の一実現方法を図18に示す。図中、24は差動増幅器、25はトリミング回路、 $Q_{11}$ ～ $Q_{14}$ 、および $Q_{15}$ はPチャネルMOSFET、 $F_1$ ～ $F_7$ はヒューズである。これに関連する実施例が図35、図37、図39(a)で説明されるので、これを参照すれば、一層明らかになるであろう。この回路は、基準電圧 $V_R$ の定数倍の電圧 $V_R'$ を発生する。また、製造プロセスなどによる $V_R$ のばらつきを補償するための電圧の微調整(トリミング)が可能である。

【0074】差動増幅器24の入力端子の一方には、 $V_R$ が入力され、他方には $V_R'$ をMOSFET $Q_{11}$ ～ $Q_{14}$ 、および $Q_{15}$ ～ $Q_{12}$ によって分割した電圧 $V_R''$ が帰還されている。24の増幅率が十分大きいとすれば、出力電圧 $V_R'$ は次式で与えられる。

$$【0075】V_R' = (R_{T1} + R_{T2}) / R_{T2} \cdot V_R$$

ここで、 $R_{T1}$ は $Q_{11}$ ～ $Q_{14}$ から成る回路を等価的に抵抗とみなしたときの抵抗値、 $R_{T2}$ は $Q_{15}$ ～ $Q_{12}$ から成る回路を等価的に抵抗とみなしたときの抵抗値である。ヒューズを切断することにより $R_{T1}$ 、 $R_{T2}$ が変わるので、 $V_R'$ を調整することができる。 $V_R$ 、 $V_R'$ の標準値は、前述のようにそれぞれ1.1V、3.3Vであるから、ヒューズを切断しないときは $R_{T1} : R_{T2} = 2 : 1$ としておく。 $V_R > 1.1V$ のときは $F_1$ ～ $F_6$ を切断することにより $R_{T1}$ を大きくし、 $V_R < 1.1V$ のときは $F_7$ を切断することにより $R_{T1}$ を大きくして、 $V_R'$ が標準値から大きくはずれないように調節することができる。

【0076】MOSFET・ $Q_{11}$ 、および $Q_{15}$ はテストモードのときに $V_R' = 0V$ とするためのものである。テストモードのときは信号 $T_1$ が $V_{cc}$ レベルになり、出力 $V_R'$ は0Vになる。

【0077】図18に示した回路は、米国特許第4100437号に記載されている回路に比べて、通常のMOSプロセスで作った場合の占有面積が小さいという利点がある。すなわち、米国特許に記載されている回路では、出力電圧 $V_R'$ を分割するための素子として、抵抗

を用いていたのに対し、図18の回路ではMOSFETを用いている。回路の消費電流を低減するためには、電圧分割用素子の等価抵抗はかなり大きく(数百kΩ程度)なければならない。通常MOSプロセスでは、抵抗よりもMOSFETの方が、小面積で等価抵抗の大きい素子が得られる。ただし、MOSFETを用いると、そのしきい値電圧の変動によって $V_R'$ の特性が変動することが懸念されるが、MOSFETのチャンネル幅・チャンネル長を十分大きくしてばらつきを抑え、バックゲートをソースに接続して基板電位変動の影響を回避し、さらにしきい値電圧のばらつき分も見込んでヒューズの切断方法を選択することにより、解決できる。なお、このトリミングに用いるMOSFETは、基板電位変動の影響を少なくするため、図16(a)、(b)または図17(a)、(b)に示した構造にすることが望ましい。

【0078】基準電圧 $V_R$ 、 $V_R'$ の端子には、接地との間に大きな容量のキャパシタを付加しておくのが望ましい。これは、 $V_R$ 、 $V_R'$ の高周波に対するインピーダンスを低減させ、高周波雑音をバイパスさせるためである。特に、図15のように、 $V_R'$ の配線12aがやむを得ず他の配線と交差する場合には、電圧リミッタ回路の動作を安定化する(発振を防止する)意味もある。この理由を図19を参照して説明する。

【0079】駆動回路7a、7bは、それぞれ $V_R'$ から電流駆動能力の大きい電圧 $V_{11}$ 、 $V_{12}$ を作る。この $V_{11}$ 、 $V_{12}$ 自体、あるいはパルス発生回路14のような $V_{12}$ を電源として動作する回路の出力(その電圧レベルは $V_{12}$ )の配線16が $V_R'$ の配線が、 $V_R'$ の配線12aと交差していると、17a～17cに示すように、配線間の寄生容量 $C_{c1}$ を介した帰還ループが生ずる。このループの利得が1(0dB)より大きいと回路は発振し、1より小さくても余裕が少ないと回路動作が不安定になる。これを防止するためには、 $V_R'$ と接地との間に $C_{c1}$ ～ $C_{c3}$ よりも十分大きなキャパシタ $C_{c11}$ 、 $C_{c12}$ を挿入し、ループの利得を十分小さく(たとえば-10dB以下)しておけばよい。

【0080】ここで用いるキャパシタの実現方法の一例を図20(a)、(b)に示す。図20(a)はレイアウト図、図20(b)は断面図である。図中、101はP形の半導体基板、102はN形のウェル、103はN+拡散層、104はアイソレーション用の $SiO_2$ 、105はゲート絶縁膜、106はゲートとなる多結晶シリコンもしくは金属、113は層間絶縁膜、108は配線層、115は保護層、116はコンタクト孔である。キャパシタは、通常のMOSキャパシタと同じように、ゲート絶縁膜をはさんで、ゲート106と基板表面102aとの間に形成される。キャパシタ絶縁膜として薄いゲート絶縁膜を用いているために、比較的小面積で大きな静電容量が得られるのが特徴である。ただし、通常のMOSキャパシタと異なる点は、ゲート下にNウェルがあ

21

るためにしきい値電圧（フラットバンド電圧）が負であることである。したがって、ゲート側が正になるように一方向の電圧が印加されるかぎり、その収電容量はほとんど一定であるという特徴がある。このキャパシタを作るのに必要な工程は、ウェル形成、アイソレーション領域形成、ゲート絶縁膜形成、ゲート形成、拡散層形成、および配線の各工程であるが、これらはいずれも通常のCMOSプロセスに含まれている工程である。したがって、CMOSプロセスで製造される半導体装置ならば、本キャパシタを作るために特に工程を追加する必要はない。

【0081】駆動回路7a、7bの一実現方法を図21(a)に示す。図中、21は差動増幅器であり、MOSFET・ $Q_{11} \sim Q_{21}$ から成る。22は出力段であり、MOSFET・ $Q_{16} \sim Q_{17}$ から成る。 $C_L$ は駆動回路の負荷（メモリアレーもしくは周辺回路）を等価的に1つのキャパシタで表したものである。差動増幅器21の2個の入力端子のうち、一方には基準電圧 $V_R$ が入力され、他方には出力段から $V_{L1}$ （ $V_{L2}$ ）が帰還されている。したがって、この回路は $V_{L1}$ （ $V_{L2}$ ）が $V_R$ に追20 随するように動作する。23は21、22から成る帰還増幅器の動作を安定にするための、いわゆる位相補償回路である。MOSFET・ $Q_{26} \sim Q_{29}$ は、駆動回路が非活性状態のとき出力を高インピーダンスにするため、およびテストモードのときに $V_{L1}$ （ $V_{L2}$ ）を $V_{CC}$ レベルにするためである。すなわち、非活性状態のときはテスト信号TEが低レベル、活性化信号 $\phi_1'$ （ $\phi_2'$ ）が低レベルであり、 $Q_{26}$ のゲート $V_{CC}$ レベルになり、出力 $V_{L1}$ （ $V_{L2}$ ）が高インピーダンスになる。また、このときは $Q_{21}$ 、 $Q_{27}$ が非導通状態になるため、回路の消費電力が低減される。テストモードのときは、TEが $V_{CC}$ レベルになり、 $Q_{26}$ のゲートが低レベルになり、 $V_{CC}$ が直接出力される。駆動回路7cの一実現方法を図21(b)に示す。この回路でも、活性化信号 $\phi_3'$ が低レベルのときは、出力は高インピーダンスになる。なお、この回の位相補償回路は7bのそれで兼用できる（7bと7cは並列に接続されているため）ので、ここには特に位相補償回路は設けていない。

【0082】前述のように、駆動回路7aは $V_{L1}$ を、7bと7cとは $V_{L2}$ を発生するための回路である。通常状態では、7cは常に活性化され、7aと7bはメモリが動作状態のときのみ活性化される。そのため、活性化信号 $\phi_3'$ は常に $V_{CC}$ レベル、 $\phi_1'$ と $\phi_2'$ とはメモリの動作タイミング（タイミングの詳細は後述に従って $V_{CC}$ レベルになる。テストモードのときは、 $\phi_1'$ 、 $\phi_2'$ 、 $\phi_3'$ はすべて低レベルになり、テスト信号TEが $V_{CC}$ レベルになる。このとき $V_{L1}$ と $V_{L2}$ は共に $V_{CC}$ に等しくなる。これは、外部電源電圧を直接印加して、メモリの動作（たとえばアクセス時間の電源電圧依存性）を調べるのに有効である。電源投入直後は $V_{L1}$ と $V_{L2}$ の立上り

22

を早くするために、 $\phi_1'$ 、 $\phi_2'$ 、 $\phi_3'$ をすべて活性化することが望ましい。また、後述のように、 $V_{L2}$ はワード線電圧 $V_{CN}$ および基板電圧 $V_{BS}$ を発生するのに用いられる。そこで、 $V_{CN}$ および $V_{BS}$ の電圧レベルが標準値から外れたときに $\phi_2'$ を活性化するようにすると、これらの電圧の安定度をよくすることができる。なお、活性化信号 $\phi_1'$ 、 $\phi_2'$ 、 $\phi_3'$ およびテスト信号TEの高レベルを $V_{L2}$ でなくて $V_{CC}$ としているのは、PチャネルMOSFET・ $Q_{28}$ 、 $Q_{29}$ を確実に非導通状態にするためである。

【0083】駆動回路7aと7bとは、電流駆動能力が大きくなければならない。メモリが動作状態のとき、7aと7bとは大きな（数百～数千pF）負荷容量を駆動する必要があるからである。特に7aは、センスアンプが増幅動作をするとき、多数のデータ線を駆動しなければならない。たとえば、データ線1本の容量を0.3pF、同時に動作するセンスアンプの数を8192とすると、合計の容量は2500pFにもなる。そのため、7a、7bの出力MOSFET・ $Q_{26}$ としては、たとえばチャネル幅/チャネル長が3000 $\mu\text{m}/1.2\mu\text{m}$ 程度のものを用いる。7cは、メモリが待機状態のときにリーク電流を保証する程度の電流駆動能力があればよいので、その出力MOSFETは100 $\mu\text{m}/1.2\mu\text{m}$ 程度でよい。

【0084】接続回路15は、 $V_{L1}$ と $V_{L2}$ との電位差が大きくなりすぎないようにするためのものである。 $V_{L2}$ と $V_{L1}$ との電位差が大きいと、メモリアレーと周辺回路との間で信号の授受のミスマッチが起こりうるからである。この回路の一例を図22に示す。図中、 $Q_1$ 、 $Q_2$ 、 $Q_3$ はNチャネルMOSFET、 $Q_4$ はPチャネルMOSFETである。NチャネルMOSFETのしきい値電圧を $V_{TH}$ とすると、 $Q_1$ は $V_{L1} - V_{L2} > V_{TH}$ のときに、 $Q_2$ は $V_{L2} - V_{L1} > V_{TH}$ のときにそれぞれ導通する。したがって、 $V_{L1}$ と $V_{L2}$ との電位差は $V_{TH}$ 以内に保たれる。 $Q_3$ のゲートには電源投入直後のみ高レベルになる信号WKが入力されている。これは特に、 $V_{L1}$ と $V_{L2}$ との負荷の時定数が大きく異なる場合に、電位差が生ずるのを防止するのに有効である。 $Q_1$ 、 $Q_2$ 、 $Q_3$ のいずれも非導通の場合でもコンダクタンスの比較的小さいMOSFET・ $Q_4$ は導通している。これは、たとえばメモリが待機状態にある間に、 $V_{L1} = V_{L2}$ とする役割を果たす。

【0085】メモリアレー2内には、MOSFET $Q_{11}$ とキャパシタ $C_{12}$ から成る、いわゆる1トランジスタ・1キャパシタ形ダイナミックメモリセルMC $_{11}$ が、ワード線 $WL_1$ とデータ線 $DL_1$ との交点に配置されている。図にはワード線は2本、データ線は1対しか示していないが、実際には縦横に多数配置されている。キャパシタ $C_{12}$ の一端PL（プレート）は直流電流に接続する。その電圧レベルは任意であるが、キャパシタ $C_{12}$ の耐圧の観点からは、メモリアレーの動作電圧の1/

50

2、すなわち $V_{L1}/2$ が望ましい。

【0086】ワードドライバ31は、ロウデコーダ32の出力を受けて、選択されたワード線を駆動する回路である。本実施例では、ワード線電圧をメモリアレーの動作電圧（ここでは $V_{L1}=3.3V$ ）よりも高くする。いわゆるワード線昇圧方式を採用している。この方式の利点は、メモリセルの蓄積電圧を大きくできることである。そのため、ワード線電圧発生回路46で作られた電圧 $V_{cn}$ （ $V_{cn}>V_{L1}$ ）を選択されたワード線に供給する。

【0087】センスアンプ33は、データ線上の微小信号を増幅するための回路であり、NチャネルMOSFET・ $Q_{121}$ 、 $Q_{126}$ から成るフリップフロップと、PチャネルMOSFET  $Q_{127}$ 、 $Q_{128}$ から成るフリップフロップによって構成されている。センスアンプは $\phi_s$ を高レベル、 $\phi_s$ を低レベルとしてMOSFET  $Q_{129}$ 、 $Q_{137}$ を導通状態にすることによって、活性化される。

【0088】データ線ブリチャージ回路34は、メモリセル読出しに先立って各データ線を所定の電圧 $V_p$ に設定するための回路である。ブリチャージ信号 $\phi_p$ を印加することによって、MOSFET  $Q_{129} \sim Q_{131}$ が導通状態になり、データ線 $DL_1/DL_1$ の電圧は $V_p$ に等しくなる。なお、データ線ブリチャージ電圧 $V_p$ は任意の電圧でよいが、データ線充放電電流を低減する観点からは、メモリアレーの動作電圧の1/2、すなわち $V_{L1}/2$ にするのが望ましい。

【0089】データ線選択回路35は、カラムデコーダ37の出力 $\phi_{rs}$ を受けて、選択されたデータ線対をMOSFET・ $Q_{132}$ 、 $Q_{133}$ を通して入出力線I/O、I/Oに接続する回路である。本実施例では、カラムデコーダ37は端に1個だけ配置し、その出力 $\phi_{rs}$ を複数のデータ線選択回路に分配するという、いわゆる多分割データ線と呼ばれる手法を用いている。これはカラムデコーダの占有面積低減に有効である。

【0090】本実施例では、センスアンプ33、データ線ブリチャージ回路34、データ線選択回路35を左右のメモリアレーで共有する、いわゆるシェアドセンス、シェアドI/Oと呼ばれる手法を採用している。これは、33、34、35を共有することにより、その占有面積を低減するのに有効である。そのため、メモリアレーと33、34、35との間に、スイッチ信号 $\phi_{snl}$ および $\phi_{snr}$ によって制御されるスイッチ回路36Lおよび36Rが設けられている。

【0091】メインアンプ38、データ出力バッファ39、データ入力バッファ40、書込み回路41は、データの入出力のための回路である。読出しの場合は、センスアンプ33にラッチされているデータが、入出力線、メインアンプ38、データ出力バッファ39を介して、データ出力端子Doutに出力される。書込みの場合は、データ入力端子Dinから入力されたデータが、データ入

力バッファ40、書込み回路41を介して入出力線に設定され、さらにデータ線選択回路35、データ線を通してメモリセルに書き込まれる。本実施例では、前述のように、38、40、41は内部電源電圧 $V_{L1}$ で動作させて、消費電力の低減と動作の安定化を図っている。データ出力バッファ39のみは、外部インタフェース（ここではTTLコンパチブル）の都合上、外部電源電圧 $V_{cc}$ （ $=5V$ ）で動作されている。

【0092】ロウアドレスバッファ42、カラムアドレスバッファ43は、外部アドレス信号Aを受けて、それぞれロウデコーダ32、カラムデコーダ37にアドレス信号を供給する回路である。タイミング発生回路44は、外部制御信号/RAS、/CAS、/WEを受けて、メモリの動作に必要なタイミング信号を発生する回路である。これらの回路も、内部電源電圧 $V_{L1}$ で動作させて、消費電力の低減と動作の安定化を図っている。

【0093】ワード線電圧発生回路46は、前述のように、ワード線電圧 $V_{cn}$ （ここでは約5V）を発生する回路である（後述のようにこの電圧はスイッチ回路でも使用される）。データ線ブリチャージ電圧発生回路47は、データ線ブリチャージ電圧 $V_p$ （ここでは1.65V）を発生する回路である。基板電圧発生回路48は、半導体基板に印加する電圧 $V_{ss}$ （ここでは-2V）を発生する回路である。これらの回路の電源は、 $V_{cc}$ ではなく、安定化された $V_{L1}$ もしくは $V_{L2}$ である。そのため、 $V_{cc}$ が変化しても出力電圧の変動が少ないという利点がある。

【0094】次に、このDRAMの読出しの場合の動作を、図23の動作波形図を参照しながら説明する。

【0095】待機状態（/RAS、/CASともに高レベル）のときは、データ線ブリチャージ信号 $\phi_p$ およびスイッチ信号 $\phi_{snl}$ 、 $\phi_{snr}$ がともに高レベル（ $=V_{L1}$ ）であり、データ線 $DL_1/DL_1$ が $V_p$ に設定されている。また、センスアンプ駆動信号 $\phi_{san}$ 、 $\phi_{sar}$ および入出力線I/O、I/Oも $V_p$ にブリチャージされている（これらのブリチャージ回路は図13には示されていない）。この状態では、電圧リミッタの駆動回路活性化信号のうち、 $\phi_{s'}$ のみが高レベル（ $=V_{cc}$ ）、 $\phi_{1'}$ 、 $\phi_{2'}$ は低レベルである。したがって、消費電力の小さい待機時用の駆動回路7cのみが活性化されており、これによって内部電源電圧 $V_{L1}$ のレベルが保持されている。また、接続回路15を通して $V_{L1}$ のレベルも保持されている。電流駆動能力が大きい消費電力も大きい7a、7bは非活性化状態である。こうすることにより、待機時の消費電力を低減することができる。

【0096】/RASが低レベルになると、まず周辺回路用の駆動回路活性化信号 $\phi_{s'}$ が高レベル（ $=V_{cc}$ ）になる。これにより、電流駆動能力の大きい7bが活性化され、 $V_{L1}$ を電源として動作する周辺回路に大電流を供給できるようになる。ブリチャージ信号 $\phi_p$ が低レベ



ル(=0V)になり、選択されたメモリアレー側のスイッチ信号(図23の場合は $\phi_{sHL}$ )は $V_{CH}$ レベルまで昇圧され、反対側のスイッチ信号(図23の場合は $\phi_{sHR}$ )は0Vになる。 $\phi_{sHL}$ を昇圧するのは、次のような理由による。センスアンプの電圧振幅は後述のように $V_{L1}$ であるが、 $\phi_{sHL}$ のレベルが $V_{L1}$ であると、データ線の電圧振幅が $V_{L1}-V_{TN}$ に低下し、その結果メモリセルの蓄積電圧も $V_{L1}-V_{TN}$ に低下してしまう( $V_{TN}$ はNチャネルMOSFET・ $Q_{113}$ 、 $Q_{114}$ のしきい値電圧)。20  $\phi_{sHL}$ を昇圧することによってこれを防止し、メモリセルの蓄積電圧を確保することができる。

【0097】次に、ロウアドレスバッファ42およびロウデコーダ32が動作すると、1本のワード線 $WL_1$ が選択され、その電圧が $V_{CH}$ になる。 $WL_1$ 上の各メモリセルから各データ線に信号電荷が読出され、データ線の電位が変化する。図18の動作波形は、メモリセルのキャパシタにあらかじめ高電位(=  $V_{L1}$ )が蓄積されていた場合の例であり、データ線 $DL_1$ の電位がわずかに上昇し、 $DL_1$ との間に電位差を生じている。

【0098】センスアンプの動作に先立って、メモリアレー用の駆動回路活性化信号 $\phi_1'$ が高レベル(=  $V_{CC}$ )になる。これにより、駆動回路7aが活性化され、 $V_{L1}$ を電源として動作するセンスアンプ駆動信号発生回路45に大電流を供給できるようになる。次に、 $\phi_s$ が高レベル(=  $V_{L1}$ )、 $\phi_{s'}$ が低レベル(= 0V)になる。これにより、MOSFET・ $Q_{113}$ 、 $Q_{117}$ が導通状態になり、 $\phi_{sAN}$ は $Q_{113}$ を通して接地され、 $\phi_{sAP}$ は $Q_{117}$ を通して $V_{L1}$ に接続される。これによって、データ線 $DL_1$ / $DL_1$ 間の微小な電位差が増幅され、一方(図23の場合は $DL_1$ )は $V_{L1}$ に、他方(図23は $DL_1$ )は0Vになる。30

【0099】 $\phi_{CAS}$ が低レベルになると、カラムアドレスバッファ43、カラムデコーダ37が動作し、1本のデータ線が選択される。これにより、データ線選択信号 $\phi_{cs}$ が高レベル(=  $V_{L1}$ )になり、データ線選択回路35を通してデータ線が入出力線に接続される。センスアンプ33にラッチされていたデータは、入出力線、メインアンプ38、データ出力バッファ39を介して、データ出力端子Doutに出力される。

【0100】 $\phi_{RAS}$ が高レベルに戻ると、まずワード線 $WL_1$ が低レベルになり、 $\phi_s$ 、 $\phi_{s'}$ 、 $\phi_{sHL}$ 、 $\phi_{sHR}$ 、 $\phi_p$ が元のレベルに復帰する。メモリアレー用の駆動回路活性化信号 $\phi_1'$ はここで低レベル(= 0V)になり、駆動回路7aが非活性状態になる。さらに、 $\phi_{CAS}$ が高レベルに戻ると、周辺回路用の駆動回路活性化信号 $\phi_2'$ も低レベル(= 0V)になり、駆動回路7bが非活性状態になる。

【0101】以上の説明から明らかなように、駆動回路の活性化信号 $\phi_1'$ および $\phi_2'$ は、それぞれ必要なときにのみ高レベルになる。すなわち、 $\phi_1'$ はセンスアン

プの動作開始直前から $\phi_{RAS}$ が高レベルに戻るまで、 $\phi_2'$ は $\phi_{RAS}$ または $\phi_{CAS}$ が低レベルにあるときに、それぞれ高レベルになる。これにより、駆動回路7a、7bで消費される電力の低減が実現できる。

【0102】以上説明したように、本実施例によれば、デプリーション形のFETを用いず、エンハンスメント形のFET同士のしきい値電圧差を基準とする基準電圧発生回路を作ることができる。エンハンスメント形のFET同士の特性を合せることはデプリーション形とエンハンスメント形のFETの特性を合せることよりも容易であるから、従来よりも安定な基準電圧を得ることができる。したがって、たとえば前述のメモリLSIの電圧リミッタに適用した場合、より安定な内部電源電圧を発生することができる。

【0103】〔第2グループ〕以下、図面を参照して本発明の第2のグループの実施例を説明する。以下の説明では、主として本発明をMOS技術による半導体装置に適用した例を示すが、本発明は他の半導体装置、たとえばバイポーラやBiCMOS技術による半導体装置にも適用できる。また、外部電源電圧および内部電源電圧は正である場合について述べるが、負である場合でも、トランジスタの極性などを逆にすることによって本発明が適用できる。

【0104】まず、第2のグループの基本概念を説明する。

【0105】図24に本実施例を示す。図中、VLが電圧リミッタ回路であり、外部電源電圧 $V_{CC}$ から内部電源電圧 $V_{L1} \sim V_{L3}$ (以下、 $V_{Li}$ ( $i=1, 2, 3$ )として説明する)を発生する。電圧リミッタ回路VLは、基準電圧発生回路VRと駆動回路 $B_1 \sim B_3$ (以下、 $B_i$ ( $i=1, 2, 3$ )として説明する)から成る。基準電圧発生回路VRは、外部電源電圧 $V_{CC}$ や温度による変動が少ない安定な電圧 $V_R$ を発生し、各駆動回路 $B_i$ ( $B_1 \sim B_3$ )は、 $V_R$ をもとに電流駆動能力の大きい電圧 $V_{Li}$ を発生する。各駆動回路 $B_i$ は、帰還増幅器 $A_i$ と相位補償回路 $C_i$ ( $i=1, 2, 3$ )から成る。 $Z_1 \sim Z_3$ は、電圧リミッタ回路VLの負荷となる半導体装置内の回路であり、それぞれ $V_{L1} \sim V_{L3}$ を電源として動作する。 $\phi_1 \sim \phi_3$ は、それぞれ負荷回路 $Z_1 \sim Z_3$ を制御するタイミング信号である。 $\phi_1' \sim \phi_3'$ は、それぞれ $\phi_1 \sim \phi_3$ に同期したタイミング信号である。

【0106】本実施例の第1の特徴は、電圧リミッタ回路の負荷となる内部回路を $Z_1 \sim Z_3$ の3個の分割し、それに応じて電圧リミッタ回路内の駆動回路も $B_1 \sim B_3$ の3個に分割し、それぞれに位相補償を施したことである。一般に、半導体装置内の回路には、容量、抵抗、インダクタンス、非線形素子、あるいはそれらの組合せなど極めて多種・多様なものが含まれる。しかも、それらが半導体チップ上に分散して(すなわち分布定数的に)存在する。そのような複雑な負荷を有する帰還増幅器を



安定に動作させるための位相補償は極めて難しい。本実施例のように、負荷回路を種類や大きさに複数個に分割すれば、各負荷回路に適した帰還増幅器および位相補償回路の設計は比較的容易になる。これにより各駆動回路の動作を安定にすることができる。

【0107】負荷回路の分割方法としては、例えば下記の方法が考えられる。

【0108】① 抵抗性負荷と容量性負荷とに分割する方法。

【0109】② 負荷の大きさ（消費電流）によって分割する方法。

【0110】③ 回路の動作タイミングによって分割する方法。

【0111】④ 回路の半導体チップ内の物理的位置によって分割する方法。

【0112】物理的位置によって分割した場合は、必要に応じて駆動回路 $B_1 \sim B_3$ を分散配置することが望ましい。

【0113】本実施例の第2の特徴は、各駆動回路 $B_i$ に、各負荷を制御するタイミング信号 $\phi_i$ に同期した信号 $\phi_i'$ が入力されていることである。一般に、半導体装置内の回路に流れる電流は、動作モードによって大きく変化する。このことは、電源側から見れば、負荷のインピーダンスが変化することを意味する。このような負荷変動に対応できるようにするために、本実施例では、タイミング信号 $\phi_i'$ を用いる。 $\phi_i'$ によって帰還増幅器 $A_i$ や位相補償回路 $C_i$ の回路定数を変化させ、常に負荷の動作モードに適応した特性にすることができる。これにより、常に駆動回路の動作を安定にすることができる。

【0114】なお、本実施例では、負荷回路 $Z_1 \sim Z_3$ の動作電圧 $V_{L1} \sim V_{L3}$ のレベルはすべて等しいとしている。そのため、基準電圧発生回路は1個だけ設け、その出力 $V_R$ を駆動回路 $B_1 \sim B_3$ で共通に使用している。負荷回路によって動作電圧が異なる場合は、図25のように基準電圧発生回路を複数個設ければよい。あるいは基準電圧発生回路は1個だけとしておき、駆動回路 $B_1 \sim B_3$ 内に電圧変換機構を設けてもよい。

【0115】図26に本発明の他の実施例を示す。本実施例の特徴は、負荷回路 $Z_1$ の動作モードに対応して複数（ここでは2個）の駆動回路を設け、それらの出力をスイッチで切替えていることである。駆動回路 $B_{11}$ 、 $B_{12}$ にはそれぞれ、 $Z_1$ の動作に同期したタイミング信号 $\phi_1'$ およびその補信号 $\phi_1''$ が入力されている。 $B_{11}$ 、 $B_{12}$ の出力 $V_{L11}$ 、 $V_{L12}$ のうちの一方が、スイッチSWで選択されて、負荷 $Z_1$ に供給される。 $\phi_1'$ が高レベル、 $\phi_1''$ が低レベルのときは、 $B_{11}$ が活性化、 $B_{12}$ が非活性化され、スイッチSWは $V_{L11}$ 側に接続される。逆に、 $\phi_1'$ が低レベル、 $\phi_1''$ が高レベルのときは、 $B_{11}$ が非活性化、 $B_{12}$ が活性化され、スイッチSW

は $V_{L12}$ 側に接続される。すなわち、2個の駆動回路 $B_{11}$ 、 $B_{12}$ のうちの一方だけが負荷回路 $Z_1$ に内部電源電圧 $V_{L1}$ を供給するのに使用され、他方は切り離された状態にある。

【0116】図24の実施例では、負荷の変動に対応するために、駆動回路の回路定数を変えるという方法を取っていた。しかし、負荷のインピーダンスが動作モードによって極めて大きく変化し、単なる回路定数の変更だけでは複数の動作モードで安定に動作させることが困難なことがある。このようなときに本実施例の方法が有効である。各駆動回路は1つの動作モード専用設計すればよいからである。たとえば、 $Z_1$ が動作状態にあるときと待機状態にあるときとで、非常に大きな消費電流の変化があるとする。この場合は、駆動回路 $B_{11}$ は $Z_1$ が動作状態にあるときに、 $B_{12}$ は $Z_1$ が待機状態にあるときにそれぞれ安定に動作するように、帰還増幅器および位相補償回路を設計しておけばよい。

【0117】本実施例では、使用されない方の駆動回路は非活性化しているが、これは必ずしも必要ではない。使用されない方の駆動回路はスイッチによって切り離されるからである。しかし、消費電力を低減するためには非活性状態にしておく方が望ましい。また、スイッチによって駆動回路の出力を切り替えているが、駆動回路が非活性状態のときにその出力が高インピーダンスになるように設計しておけば、スイッチは不要である。

【0118】図24の実施例では、駆動回路を分割しているために、内部電源電圧 $V_{L1} \sim V_{L3}$ の間に電位の差が生じることが懸念される。内部電源電圧間の電位差が大きいと、負荷回路 $Z_1 \sim Z_3$ 相互間に信号の授受がある場合にミスマッチが起こったり、素子が破壊したりすることがある。図27にこれを防止する一方法を示す。簡単のため、負荷および駆動回路を2個に分割した場合について示してある。本実施例では、2個の内部電源電圧同士を2個のNチャネルMOSトランジスタ $Q_1$ 、 $Q_2$ によって接続している。MOSトランジスタのしきい値電圧を $V_{TH}$ とすると、 $Q_1$ は $V_{L1} - V_{L2} > V_{TH}$ のときに、 $Q_2$ は $V_{L2} - V_{L1} > V_{TH}$ のときにそれぞれ導通する。したがって、 $V_{L1}$ と $V_{L2}$ との間の電位差は $V_{TH}$ 以内に保たれる。

【0119】内部電源電圧同士を接続する方法は、図27に示したものに限られない。図28(a)～(e)にいくつかの例を示す。最も単純な方法は、同図(a)ないし(e)のように、抵抗あるいは等価的に抵抗とみなせる素子によって接続する方法である。同図(d)は、図27と同様に、内部電源電圧間の電位差が一定値を越えないようにする方法である。ここでは、MOSトランジスタのかわりにダイオード $D_1$ 、 $D_2$ を用いている。 $V_{L1}$ と $V_{L2}$ との間の電位差は、ダイオードのオン電圧以内に抑えられる。同図(e)は、電源投入直後にのみ高レベルになる信号WKを用いて、 $V_{L1}$ と $V_{L2}$ とを接続する

方法である。これは特に、負荷 $V_{L1}$ と $V_{L2}$ との立上りの時定数が大きく異なる場合に、電位差が生じるのを防止するのに有効である。もちろん、図27および図28(a)～(e)のうちいくつかを組合せた接続方法を採用してもよい。

【0120】なお、ここで述べた接続方法は、位相補償を施していない電圧リミッタに対しても有効である。

【0121】図24～図27では簡単のため、負荷回路を単一のインピーダンス $Z_L$ で表していた。しかし、実際の半導体装置における負荷は図29に示すように、半導体チップ内に分布している場合が多い。このような場合は、分布した負荷の途中あるいは遠い端の部分から増幅器 $A_1$ へ帰還をかけてもよい。図の例では、 $A_1$ へは分布した負荷 $Z_{11} \sim Z_{19}$ の近端から帰還をかけているが、 $A_2$ へは負荷 $Z_{21} \sim Z_{29}$ の中央部から、 $A_3$ へは負荷 $Z_{31} \sim Z_{39}$ の遠端からそれぞれ帰還をかけている。こうすることによる利点は、配線のインピーダンスによる内部電源電圧の低下部を補償でき、駆動回路から遠い負荷の動作を安定化できることである。分布した負荷の途中あるいは遠端から帰還をかける場合は、位相補償回路の入力も同じ箇所からとることが望ましい。

【0122】「帰還増幅器と位相補償回路」次に、本発明に用いるのに好適な帰還増幅器と位相補償回路について説明する。

【0123】図30(a)に帰還増幅器 $A_i$ と位相補償回路 $C_i$ の一実施例を示す。図中、21は差動増幅器であり、MOSTランジスタ $Q_{21} \sim Q_{23}$ から成る。22は出力段であり、MOSTランジスタ $Q_{24}$ 、 $Q_{27}$ から成る。差動増幅器21の2個の入力端子のうち、一方には基準電圧 $V_g$ が入力され、他方には出力段から $V_L$ が帰還されている。 $C_i$ は位相補償回路であり、抵抗 $R_o$ とキャパシタ $C_o$ が直列に接続されている。この回路の帰還をかけないときの小信号等価回路を図30(b)に示す。簡単のため、負荷が単独の容量 $C_L$ である場合を示してある。ここで、 $g_{m1}$ 、 $g_{m2}$ はそれぞれ差動増幅器、出力段の伝達コンダクタンス、 $r_1$ 、 $r_2$ はそれぞれ差動増幅器、出力段の出力抵抗、 $C_o$ は出力段の入力容量( $Q_{24}$ のゲート容量)である。

【0124】この回路の周波数特性を図31(a)、(b)を用いて説明する。まず位相補償を施さない場合について述べる。図31(a)は位相補償回路がない場合の周波数対利得の関係である。図中、aは差動増幅器21の利得 $v_{i1}'/v_i$ 、bは出力段22の利得 $v_o/v_{i1}'$ 、cは総合の利得 $v_o/v_i$ である。a、bはそれぞれ、 $f_{11}$ 、 $f_{21}$ なる周波数で6dB/octの割合で低下し始める。ここで、

$f_{11} = 1/(2\pi C_o r_1)$ 、 $f_{21} = 1/(2\pi C_L r_2)$ である。この例では $f_{11} > f_{21}$ であるから、総合の利得 $c = v_o/v_i$ は、周波数が $f_{21}$ を越えると6dB/octで、さらに $f_{11}$ を越えると12dB/octの割合で低

下する。これらの点 $f_{21}$ 、 $f_{11}$ がいわゆるポール周波数である。前述のように、帰還増幅器が安定に動作するためには、12dB/octで低下し始める点(ここでは $f_{11}$ )における利得が0dB以下でなければならない。図から明らかなように、 $f_{11}$ と $f_{21}$ とが比較的近接していると、この条件が満たされないことが多い。図31(a)では満たされていない。したがって、 $f_{11}$ と $f_{21}$ とを十分離すことによって、帰還増幅器を安定化することができる。

【0125】ここで位相補償回路 $C_i$ を付加すると、周波数特性が図31(b)のようになる。すなわち、差動増幅器21の利得は変わらないが、出力段の利得は $P_{21}$ 、 $Z_{21}$ 、 $P_{22}$ の3ヵ所で折れ曲がった特性になる。 $P_{21}$ と $P_{22}$ はポール、 $Z_{21}$ は零点と呼ばれる点である。これらの点の周波数は次のとおりである。

【0126】 $f_{11} = 1/(2\pi(C_o r_1 + C_L r_2 C_o R_o))$   
 $f_{21} = (C_o r_1 + C_L r_2 C_o R_o)/(2\pi C_L C_o r_2 R_o)$   
 $f_{22} = 1/(2\pi C_o R_o)$

この図から明らかなように、 $f_{21}$ を差動増幅器のポール周波数 $f_{11}$ の近傍に設定することによって、すなわち $C_o R_o \approx C_L r_1$ とすることによって、総合の利得の $f_{11}$ における折れ曲がりなくなる。その結果、総合の利得は、周波数が $f_{11}$ を越えると6dB/octで、さらに $f_{21}$ を越えると12dB/octの割合で低下するようになる。ここで、 $C_o = n C_L r_1/r_2$ 、 $R_o = r_2/n$ として $n$ を十分大きくすれば、 $f_{11}$ と $f_{21}$ とを十分離すことができるので、帰還増幅器を安定化することができる。

【0127】図32(a)に帰還増幅器と位相補償回路の他の実施例を示す。この回路では、出力段22の入力と出力との間にキャパシタ $C_f$ を挿入することによって、位相補償を行っている。この回路の帰還をかけないときの小信号等価回路を図32(b)に、その周波数特性を図33に示す。この場合は、差動増幅器の方の利得が、 $P_{11}$ 、 $Z_{11}$ 、 $P_{12}$ の3ヵ所で折れ曲がった特性となる。この場合も前実施例と同様、 $f_{11} \approx f_{21}$ となるように設定し、 $f_{11}$ と $f_{21}$ とを十分離すことによって、帰還増幅器を安定化することができる。本実施例の特徴は、位相補償用のキャパシタ $C_f$ が増幅段の入力と出力との間に挿入されているため、いわゆるミラー効果により見掛けの静電容量が大きくなることである。したがって、実際の静電容量が比較的小さくても位相補償を行うことができるので、キャパシタの占有面積を低減することができる。

【0128】ここで図30(a)もしくは図32(a)の位相補償回路に用いるキャパシタについて説明する。これらのキャパシタとしては、静電容量がかなり大きく(通常数百～数千pF)、しかも電圧依存性の小さいものが必要である。図34(a)に通常のCMOSプロセスでこれを実現する一方法を示す。図中、101はP形の半導体基板、102はN形ウェル、103はN<sup>+</sup>拡散

層、104はアイソレーション用の $\text{SiO}_2$ 、105はゲート絶縁膜、106はゲートである。キャパシタは、通常のMOSキャパシタと同じように、ゲート絶縁膜105をはさんで、ゲート106と基板表面102aとの間に形成される。キャパシタ絶縁膜として薄いゲート絶縁膜を用いているために、比較的小面積で大きな静電容量が得られるのが特徴である。ただし、通常のMOSキャパシタと異なる点は、ゲート下にNウェルがあるために、しきい値電圧が負であることである。これを図34(b)を用いて説明する。横軸はキャパシタに印加する電圧(ゲート側が正)、縦軸は静電容量である。しきい値電圧(フラットバンド電圧)は、静電容量が大きく変化するときの印加電圧 $V_0$ であるが、 $V_0 < 0$ である。したがって、ゲート側が正になるように一方の電圧が印加されるかぎり、その収電容量はほとんど一定であるという特徴がある。双方向の電圧が印加されう場合は、図34(a)に示したキャパシタを2個用い、図34(c)のように互いに逆方向に並列接続すればよい。

【0129】本実施例のキャパシタを作るのに必要な工程は、ウェル形成、アイソレーション領域形成、ゲート絶縁膜形成、ゲート形成、拡散層形成、および配線の各工程であるが、これらはいずれも通常のCMOSプロセスに含まれている工程である。したがって、CMOSプロセスで作られる半導体装置ならば、本キャパシタを作るために特に工程を追加する必要はない。

【0130】また、本発明を適用する半導体装置によっては、積層容量が利用できることがある。たとえば、積層容量をメモリのキャパシタとして用いたDARMがそうである。このような場合は、積層容量を位相補償用キャパシタとして用いてもよい。積層容量を用いたDRAMについては、アイ・イー・イー・イー、ジャーナル・オブ・ソリッド・ステート・サーキット、第15巻、第4号、第661頁から第666頁、1980年8月(IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. SC-22, No.3, pp.661-666, Aug. 1980)に記述されている。

【0131】[基準電圧発生回路]次に、本発明による電圧リミッタ回路に用いるのに適した基準電圧発生回路について説明する。なお、ここで述べる基準電圧発生回路は、位相補償を施していない電圧リミッタ回路にもち

ろん用いることができる。また、グループ1で説明した実施例を応用することができることもいうまでもない。

【0132】電気リミッタの出力電圧 $V_L$ は、基準電圧 $V_R$ を基に作られる。したがって、 $V_R$ の特性によって、 $V_L$ の特性を任意に設定できる。半導体装置において電圧リミッタ回路を使用する際には、 $V_L$ の外部電源電圧 $V_{cc}$ 依存性が特に重要であるから、 $V_R$ の $V_{cc}$ 依存性に特に留意して設計する必要がある。これに関しては、種々の目的に応じた特性例とその発生法が、特願昭56-57143、特願昭56-168698、特願昭57-

220083、特願昭60-261213、特願昭63-8372、特願昭63-125742、米国特許第4100437号などに開示されている。これらの回路が本発明に適用可能なことはいうまでもない。

【0133】図24～図27の実施例では、基準電圧 $V_R$ を直接駆動回路に入力していた。しかし、基準電圧発生回路で得られる電圧は、必ずしも半導体装置内で用いる内部電源電圧として適当な値であるとは限らない。この場合は電圧の変換が必要になる。また、場合によっては、基準電圧の製造プロセスによるばらつきを補償するために、電圧の微調整、いわゆるトリミングが必要になることがある。電圧の変換およびトリミングの方法としては、前記の米国特許第4100437号に記載されている方法を用いてもよいが、ここでは通常のMOSプロセスで作られる半導体装置に適した方法を紹介する。

【0134】図35に回路図を示す。図中、DAは差動増幅器、 $Q_{31} \sim Q_{43}$ はPチャネルMOSトランジスタ、 $F_1 \sim F_3$ はヒューズである。 $V_R$ が入力電圧(基準電圧発生回路の出力)、 $V_R'$ が出力電圧(駆動回路の入力となる)である。DAの入力端子の一方には、 $V_R$ が入力され、他方には $V_R'$ をMOSトランジスタ $Q_{31} \sim Q_{42}$ によって分割した $V_R''$ が帰還されている。DAの増幅率が十分大きいとすれば、出力電圧 $V_R'$ は次式で与えられる。

$$【0135】V_R' = (R_1 + R_2) / R_2 \cdot V_R$$

ここで、 $R_1$ は $Q_{31} \sim Q_{32}$ から成る回路を等価的に抵抗とみなしたときの抵抗値、 $R_2$ は $Q_{33} \sim Q_{42}$ から成る回路を等価的に抵抗とみなしたときの抵抗値である。ヒューズを切断することにより $R_1$ 、 $R_2$ が変わるので、 $V_R'$ を調整することができる。

【0136】具体的なトリミングの方法を図36を用いて説明する。この図は、入力 $V_R$ と出力 $V_R'$ との関係を示したものである。図中、dがヒューズを全く切断しないときの特性である。ヒューズ $F_1$ 、 $F_2$ 、 $F_3$ を順に切断すると、上記 $R_1$ が大きくなるので、c、b、aで示すように $V_R'$ は高くなる。ヒューズ $F_4$ 、 $F_5$ 、 $F_6$ を順に切断すると、上記 $R_2$ が大きくなるので、e、f、gで示すように $V_R'$ は低くなる。したがって、まず $V_R$ を観測し、図13を見て $V_R'$ が最も目標値 $V_{R0}'$ に近くなるように、ヒューズの切断方法を選択すればよい。われわれの目標は、 $V_R$ が広い範囲でばらついても、 $V_R'$ がある範囲内 $V_{R0}' \pm \Delta V_R'$ に入るようにすることである。そのためには、図中に破線で示したように、あるトリミング方法(たとえばa)を採用したときに $V_R' = V_{R0}' + \Delta V_R'$ になるときに、それと隣接するトリミング方法(たとえばb)を採用すると $V_R' = V_{R0}' - \Delta V_R'$ になるように、回路定数(各MOSトランジスタのチャネル幅/チャネル長)を選んでおけばよい。

【0137】図37にトリミング回路の他の実施例を示す。出力電圧 $V_R'$ を低くするとき、図35と同様

に、ヒューズ $F_4$ 、 $F_5$ 、 $F_6$ を順に切断すればよい。図35との相違点は、出力電圧 $V_R'$ を高くする方法にある。この場合は、まずヒューズ $F_7$ を切断し（この時点で入出力特性は図36のhのようになるように回路定数を選んでおく）、次に $F_4$ 、 $F_5$ 、 $F_6$ を順に切断していけばよい。本回路は、図35の回路よりもヒューズの数が少なく、したがって占有面積を小さくできるという利点がある。

【0138】図35および図37に示した回路は、前記米国特許に記載されている回路に比べて、通常MOSプロセスで作った場合の占有面積が小さいという利点がある。すなわち、米国特許に記載されている回路では、出力電圧 $V_R'$ を分割するための素子として、抵抗を用いていたのに対し、図35および図37の回路ではMOSトランジスタを用いている。回路の消費電流を低減するためには、電圧分割用素子の等価抵抗はかなり大きく（数百 $k\Omega$ 程度）しなければならない。通常MOSプロセスでは、抵抗よりもMOSトランジスタの方が、小面積で等価抵抗の大きい素子が得られる。ただし、MOSトランジスタを用いると、そのしきい値電圧の変動によって $V_R'$ の特性が変動することが懸念されるが、各トランジスタのチャネル幅・チャネル長を十分大きくしてばらつきを抑え、バックゲートをソースに接続して基板電位変動の影響を回避し、さらにしきい値電圧のばらつき分も見込んでヒューズの切断方法を選択することにより、解決できる。

【0139】次に、トリミング回路に用いるMOSトランジスタについて、図38(a)、(b)によって説明する。前述のように、各トランジスタのバックゲートは、基板電位変動の影響を抑えるために、それぞれのソースに接続することが望ましい。たとえば、基板がP形の場合は、図38(a)に示すようなPチャネルMOSトランジスタを用いなければならない。基板がN形の場合は、図38(a)において導電形をすべて逆にしたNチャネルMOSトランジスタを用いなければならない。また、図38(b)のように、二重のウェル構造にして、外側のウェル112の電位を固定（ここでは接地）することにより、基板電位変動に対してさらに強くすることができる。

【0140】次に、トリミング回路に用いるヒューズについて説明する。ヒューズとしては、たとえば多結晶シリコンなど、半導体メモリの欠陥救済に用いられているものと同じものが利用できる。したがって、欠陥救済回路を有する半導体メモリならば、ヒューズを作るために特に工程を追加する必要はない。ヒューズの切断方法は、レーザ光を用いる方法でも、電気的な方法でもよい。レーザ光を用いる方法には、切断用のトランジスタが不要であるため、占有面積を小さくできるという利点があり、電気的な方法には、高価なレーザ光照射装置を用いなくてもよいという利点がある。

【0141】図39(a)に $V_R$ から $V_R'$ への変換回路の他の実施例を示す。図35あるいは図37の回路との相違点は、PチャネルMOSトランジスタ $Q_{4a}$ を追加したことである。これにより、出力電圧 $V_R'$ の最大値は $V_{CC} - |V_{TP}|$ （ $V_{TP}$ はPチャネルMOSトランジスタのしきい値電圧）に抑えられる。これを図39を用いて説明する。この図は、 $V_R$ と $V_R'$ の $V_{CC}$ 依存性を示したものである。図35あるいは図37の回路では、 $V_{CC}$ が低いとき $V_R' \approx V_{CC}$ である。しかし図39(a)の回路では、 $Q_{4a}$ の追加により、 $V_{CC}$ が低いとき $V_R' = V_{CC} - |V_{TP}|$ と、 $|V_{TP}|$ の分だけ低くなる。

【0142】本実施例の利点は、 $V_{CC}$ が通常動作状態（たとえば5V）よりもかなり低いとき（たとえば3V）の、内部電源電圧 $V_L$ の電圧安定度がよいことである。これを図39(c)を用いて説明する。この図は、図30(a)もしくは図32(a)の駆動回路において、 $V_{CC}$ が低いときの電力電圧 $V_L$ と電流 $I_L$ の関係の一例である。 $V_R'$ を発生するのに図35あるいは図37の回路を用いた場合は、 $V_{CC}$ が低いときは $V_L \approx V_R' \approx V_{CC}$ であるから、駆動回路の出力MOSトランジスタ（図30(a)もしくは図32(a)の $Q_{1a}$ ）のドレイン・ソース間電圧がほとんど0であり、電流駆動能力が小さい。そのため、出力電流（負荷の消費電流） $I_L$ が大きくなると、 $V_L$ が低下してしまう。これに対して $V_R'$ を発生するのに図39(a)の回路を用いた場合は、 $V_L \approx V_R' \approx V_{CC} - |V_{TP}|$ であるから、駆動回路の出力MOSトランジスタのドレイン・ソース間電圧はほぼ $|V_{TP}|$ （この例では0.5V）に等しい。したがって、その電流駆動能力は比較的大きく、 $V_L$ の低下量は小さい。すなわち、あらかじめ $V_L$ を少し低く設定しておくことにより、電圧変動量を動作する半導体装置内の回路の、 $V_{CC}$ が低いときの動作がより安定になり、 $V_{CC}$ に対する動作マージンが大きくなる。

【0143】なお、図39(a)の回路 $Q_{4a}$ も、前述のトリミング回路のMOSトランジスタと同様、基板電位変動の影響を抑えるために、図38(a)、(b)に示す構造にしておくのが望ましい。

【0144】[チップ内配置・配線] 次に、本発明を実際の半導体チップ内に実装する場合の、回路配置方法、ならびに基準電圧 $V_R$ や内部電源電圧 $V_L$ の配線方法について述べる。本発明を適用する半導体装置として、ここではDRAMを例に取り上げるが、もちろん他の半導体装置にも本発明は適用可能である。また、ここで述べる配置・配線方法は、位相補償を施していない電圧リミッタ回路に対しても有効である。

【0145】図40に電圧リミッタ回路をDRAMに適用した場合の、望ましい回路配置および配線の一例を示す。図中、1は半導体チップ、2a、2bは微細MOSトランジスタで構成されているメモリアレー、3a、3b、3cは周辺回路である。4、5はそれぞれ接地V

GND、外部電源電圧 $V_{cc}$ 用のボンディングパッド、6は基準電圧発生回路、7a、7b、7c、7dは駆動回路である。6と7a～7dとにより電圧リミッタ回路を構成している。7a、7b、7cはそれぞれ、周辺回路3a、3b、3cを駆動する内部電源電圧 $V_{L1}$ 、 $V_{L2}$ 、 $V_{L3}$ を発生する。7dはメモリアレー2a、2bを駆動する内部電源電圧 $V_{L4}$ を発生する。

【0146】本実施例の特徴は、基準電圧発生回路6と駆動回路7a～7dとを分離し、基準電圧発生回路は接地電位入力用ボンディングパッドの近傍に、駆動回路はそれぞれの負荷回路の近傍に配置したことである。そのため、接地電位入力用ボンディングパッドから基準電圧発生回路までの接地配線8、および各駆動回路から各負荷回路までの内部電源電圧配線11a～11dが短くなり、それらのインピーダンスが小さくなる。これにより、配線8上の雑音が減少するので、基準電圧発生回路の接地レベルが安定し、安定な基準電圧 $V_R$ が得られる。また、配線11a～11dのインピーダンスによる内部電源電圧 $V_{L1}$ ～ $V_{L4}$ の電圧降下が減少するので、 $V_{L1}$ ～ $V_{L4}$ のレベルが安定し、負荷回路の動作が安定になる。

【0147】本実施例のもう一つの特徴は、接地配線の方法にある。まず、基準電圧発生回路用としては、専用の短い配線8を設ける。他の回路用としては、配線9a～9dを設ける。すなわち、各駆動回路とその負荷回路とは共通の線で配線するが、他の駆動回路や負荷回路とは分離する。この配線方式の利点は、各回路が動作するときに流れる電流によって接地配線上に発生する雑音が、他の回路に悪影響を与えるのを防止できることである。特に、基準電圧発生回路の接地配線に雑音が生ずると、すべての内部電源電圧 $V_{L1}$ ～ $V_{L4}$ のレベルが変動するので、基準電圧発生回路用の接地配線だけは必ず他の接地配線とは分離しておくことが望ましい。また、メモリアレー用の接地配線も他の接地配線と分離しておくことが望ましい。なぜならば、DRAMではセンスアンプが増幅動作を行うとき、多数のデータ線（その容量は通常数千pF）が同時に充放電され、接地配線に大きな雑音が発生するからである。

【0148】図41に回路配置および配線の他の実施例を示す。本実施例では、周辺回路3がチップの中央に集中して配置され、さらに接地および外部電源電圧 $V_{cc}$ 用のボンディングパッド4、5もチップの中央に配置されている。本実施例でも、基準電圧発生回路6は接地電位入力用ボンディングパッドの近傍に、駆動回路7a、7dはそれぞれの負荷回路の近傍に配置されている。

【0149】この実施例の利点は、図41から明らかのように、配線長が短くなることである。これにより、外部電源電圧 $V_{cc}$ の変動や負荷回路に流れる電流の変動に対して強くなる。すなわち、前実施例では、 $V_{cc}$ 用ボンディングパッドと各駆動回路との間の配線10が長い

め、そのインピーダンスが大きく、負荷回路の消費電流によって $V_{cc}$ のレベルが低下する。もちろんこの低下分は各駆動回路で吸収するようになっているが、低下量があまりに大きいと吸収しきれなくなり、内部電源電圧 $V_L$ のレベルの低下を招くことがある。これに対して本実施例では、 $V_{cc}$ 配線10のインピーダンスが小さいので、その分大きな負荷電流を流すことができる。また $V_{cc}$ の低下に対しても強い。

【0150】図40もしくは図41において、接地配線の雑音を特に問題にしているのは、基準電圧 $V_R$ および内部電源電圧 $V_{L1}$ が接地電位を基準にして発生されるからである。逆に、 $V_R$ 、 $V_{L1}$ が外部電源電圧 $V_{cc}$ を基準として発生される場合は、 $V_{cc}$ 配線の雑音の方が問題になる。この場合は、基準電圧発生回路を $V_{cc}$ ボンディングパッドの近傍に配置し、 $V_{cc}$ 用配線を各回路ごとに分離すればよい。

【0151】なお、図40もしくは図41に示した配置・配線方法において、基準電圧 $V_R$ を基準電圧発生回路から各駆動回路まで配線しているが、この配線12にはシールドを施しておくのが望ましい。半導体チップ内の他の回路から雑音を受けて $V_R$ が変動するのを防ぐためである。通常の半導体製造プロセスで実現できるシールド方法の例を次に説明する。

【0152】図42(a)、(b)に、シールドを施した配線の一実施例のそれぞれ平面図および断面図を示す。図中、101は半導体基板、104は $SiO_2$ 、108は第1の配線層、109a、109b、109cは第2の配線層、113、114は層間絶縁膜、115は保護膜である。109bが基準電圧 $V_R$ の配線である。その周囲の108、109、109cがシールド用の配線であり、一定電位（ここでは接地）に固定されている。109bの下方に108を設けたことにより基板101との容量結合による雑音を防止でき、左右に109a、109cを設けたことにより隣接する配線（図示せず）との容量結合による雑音を防止できる。図42

(c)および(d)は、シールドを施した配線の他の実施例である。本実施例では、 $V_R$ を第1の配線層108bで配線し、その左右(108a、108c)、下方(106)および上方(109)にそれぞれシールド用配線を設けている。上方にもシールド配線を設けることにより、上方の空間を通じた容量結合による雑音をも防止でき、シールドがより効果的になる。

【0153】さらに図61(a)、(b)のように、コンタクト孔116a、116c、およびスルーホール117a、117cを設けてシールド用配線同士を接続すれば、シールドが完全になる。図61(c)、(d)にシールドを施した配線の他の実施例を示す。本実施例では、多結晶シリコン層106が $V_R$ の配線である。その下方にはウェル112が形成され、P形拡散層107a、107c、およびコンタクト孔116a、116c

10

20

30

40

50

を介して、上方の第1の配線層108に接続されている。すなわち、106の周囲を112、107a、116a、108、116c、107cで囲むことによりシールドしている。本実施例の利点は、シールドに第2の配線層を使用していないので、これを図61(c)の109に示すように、他の目的に使用できることである。これは、たとえば $V_R$ の配線と他の配線とが交差する部分に使用するのに有効である。

【0154】なお、以上のようなシールドにより、 $V_R$ と接地との間に寄生容量が付くが、これはむしろ好ましい効果をもたらす。この寄生容量は、 $V_R$ 配線の高周波に対するインピーダンスを低減させ、高周波雑音をバイパスさせる、いわゆるデカップリングコンデンサとして働くからである。シールド線だけでは、デカップリングコンデンサとして静電容量が不足の場合は、別にキャパシタと負荷してももちろんさしつかえない。

【0155】上の例では、シールド線を固定する電位は接地電位としているが、安定な電位ならば必ずしも接地電位でなくてもよい。しかし、接地電位にするのが、最も簡単であり、しかも上に述べたように寄生容量がデカップリングコンデンサとして働くので望ましい。特に、基準電圧発生回路用の接地配線(図40、図41に示す8の部分)に接続するのが、他の回路の動作によって発生する雑音を避ける意味でよい。前述のように $V_{R_{ss}}$ 、 $V_{CC}$ を基準にして発生される場合は、シールド線は $V_{CC}$ に固定する方がよい。

【0156】図43に回路配置および配線の他の実施例を示す。図中、1は半導体メモリチップ、3は周辺回路、7a、7b、7cはそれぞれ内部電源電圧 $V_L$ を発生する駆動回路、14a、14b、14c、14dは駆動回路の出力を電源として用いて電圧振幅 $V_L$ のパルス $\phi_{p1}$ 、 $\phi_{p2}$ 、 $\phi_{p3}$ 、 $\phi_{p4}$ を発生するパルス発生回路、2a、2b、2c、2dはそれぞれ $\phi_{p1}$ 、 $\phi_{p2}$ 、 $\phi_{p3}$ 、 $\phi_{p4}$ によって動作する微細MOSトランジスタを用いたメモリアレーである。なお、ここでは基準電圧発生回路は、記載を省略してある。図44にこれらの回路の動作タイミングを示す。

【0157】本実施例の半導体メモリチップ1には単一の外部電源電圧 $V_{CC}$ (たとえば5V)が印加されている。駆動回路7a、7b、7cからは $V_{CC}$ から降下させた内部電源電圧 $V_L$ (たとえば3V)が出力され、パルス発生回路14a、14b、14c、14dにそれぞれ入力されている。そして、パルス発生回路には図44に示すタイミングパルス $\phi_T$ と、アドレス信号 $a_1$ と逆相の $\neg a_1$ が入力されている。

【0158】周辺回路3は、外部アドレス信号 $A_1$ を受けて内部アドレス信号 $a_1$ および $\neg a_1$ を、外部制御信号(ここではロウアドレスストロブ信号/RAS、カラムアドレスストロブ/CAS、および書込みエネーブ信号/WE)を受けて内部タイミングパルス $\phi_T$ を

生ずる。周辺回路は、チップの集積度にはあまり影響しないのであえて微細素子を用いる必要がないこと、および注飛インタフェースの都合により、外部電源電圧 $V_{CC}$ で直接動作させているが、もちろん内部電源電圧で動作させてもよい。

【0159】メモリはアドレスによって選択されたアレーのみが動作する。この例では、 $a_1 = "0"$ ( $\neg a_1 = "1"$ )のときアレー2aと2cが選択(2bと2dは非選択)、 $a_1 = "1"$ ( $\neg a_1 = "0"$ )のときアレー2bと2dが選択(2aと2cは非選択)の状態となる。そのために、選択されたアレー用のパルスのみが出力される。すなわち、図44に示すように、 $a_1 = "0"$ のときは、パルス発生回路14aと14cがタイミングパルス $\phi_T$ により $\phi_{p1}$ 、 $\phi_{p3}$ を出力してアレー2aと2cを、逆に $a_1 = "1"$ のときは、パルス発生回路14bと14dがタイミングパルス $\phi_T$ により $\phi_{p2}$ 、 $\phi_{p4}$ を出力してアレー2bと2dを動作させる。

【0160】本実施例の特徴は、各駆動回路を各パルス発生回路に近接して配置し、しかもパルス発生回路14bと14cとで駆動回路7bを共有していることである。そのため、図3に比べて配線が短くなり、配線のインピーダンスが小さくなり、これによって発生する雑音のレベルを抑えることができる。また、図4に比べて、駆動回路数が1個減り、これによってチップ占有面積と消費電力の低減が実現できる。しかも、パルス発生回路14bと14cとは同時には動作しないので、駆動回路7bは1個のパルス発生回路のみを駆動できればよく、電流駆動能力を2倍にする必要はない。

【0161】パルス発生回路14a~14dは、たとえば図45(a)、(b)に示した回路で実現できる。図45(a)において、51は、PチャネルMOSトランジスタ $Q_{31}$ 、 $Q_{32}$ とNチャネルMOSトランジスタ $Q_{33}$ 、 $Q_{34}$ から成る2入力NAND回路である。この回路の電源は $V_{CC}$ であり、入力タイミングパルスとアドレス信号 $a_1$ (または $\neg a_1$ )である。52は、PチャネルMOSトランジスタ $Q_{35}$ とNチャネルMOSトランジスタ $Q_{36}$ から成るインバータであり、その電源は $V_L$ である。 $a_1$ が"1"(電位 $V_{CC}$ )のときに $\phi_T$ が入力されると、内部電源 $V_L$ の振幅のパルス $\phi_p$ が入力される。なお、ここではNAND回路は外部電源電圧 $V_{CC}$ で動作させているが、内部電源電圧 $V_L$ で動作させてもよい。

【0162】図46は、図43の実施例に比べて、駆動回路の数をさらに1個減らした例である。アドレス信号 $a_1$ 、 $\neg a_1$ 、タイミングパルス $\phi_T$ 、およびパルス $\phi_{p1}$ ~ $\phi_{p4}$ は、図43で説明したものと同じである。

【0163】本実施例では、パルス発生回路14aと14bとで駆動回路7aを、14cと14dとで7bをそれぞれ共有している。そのため、図43の実施例に比べて、駆動回路数が1個減り、これによるチップ面積と消費電力を低減できる。ここで図44に示すように、14



aと14b、14cと14dとはそれぞれ同時には動作しない。したがって、駆動回路7aと7bとはそれぞれ1個のバース発生回路のみを駆動できればよく、駆動能力を2倍にする必要はない。

【0164】図47は、メモリアレーが8個の分割されている場合に本発明を適用した実施例である。図中、1は半導体チップ、3は周辺回路、2a~2hはメモリアレー、7a、7bは駆動回路、14a~14hはバース発生回路である。本実施例では、8個のアレーのうち2個がアドレス信号 $a_1, a_1$ によって選択され、選択されたアレーのみが動作する。すなわち、 $a_1 a_1 = "00"$ のときは2aと2e、 $a_1 a_1 = "01"$ のときは2bと2f、 $a_1 a_1 = "10"$ のときは2cと2g、 $a_1 a_1 = "11"$ のときは2dと2hがそれぞれ選択される。そのため、選択されたアレー用のバース $\phi_k$  ( $k=1\sim 8$ )のみが出力される。すなわち、図48に示すように、アドレス信号 $a_1 a_1 = "00"$ のときはバース $\phi_1, \phi_1, a_1 a_1 = "01"$ のときはバース $\phi_2$ と $\phi_6$ 、 $a_1 a_1 = "10"$ のときはバース $\phi_3$ と $\phi_7$ 、 $a_1 a_1 = "11"$ のときはバース $\phi_4$ と $\phi_8$ がそれぞれ出力される。これらのバース $\phi_k$  ( $k=1\sim 8$ )は、 $\phi_1$ のタイミングで出力されるバースであり、その振幅は内部電源電圧 $V_i$ である。

【0165】本実施例では、メモリアレーを動作させるための8個のバース発生回路で2個の駆動回路7a、7bを共有している。このようにすることにより、駆動回路数を大幅に減らすことができ、占有面積と消費電力の低減を実現することができる。

【0166】[DRAMへの適用例]最後に、本発明をDRAMに適用した例について述べる。図49は本発明を適用したDRAMの構成図である。図中、201は電源電圧( $V_{cc}$ )供給用ボンディングパッドで、外部電源に接続されている。202は差動増幅器、203は内部降圧された電源電圧( $V_i$ )の供給線、204はPチャネルMOSセンスアンプの駆動MOSトランジスタ、205はNチャネルMOSセンスアンプの起動MOSトランジスタ、206はPチャネルMOSセンスアンプ、207はNチャネルMOSセンスアンプ、208はメモリセル、209はPチャネルMOSセンスアンプのN形ウェル部、210はセルアレー部とセンスアンプ部を含むメモリブロック、211はXデコーダ、212はYデコーダ、213はショート・プリチャージ信号線、214は電源線 $V_i/2$ である。電源電圧 $V_{cc}$ は、Xデコーダ、Yデコーダ、ゲート保護ならびに信号発生回路などの周辺回路で使う。内部降圧された電源電圧 $V_i$ は、本実施例の場合、センスアンプ駆動MOSトランジスタ204につながるPチャネルMOSトランジスタのバックゲート(ウェル)とYデコーダの一部に使っている。

【0167】センスアンプのようないわゆるCMOS回路の場合、P形の基板を用いると、PチャネルMOSト

ランジスタはN形のウェル内に形成されるのが普通である。この場合、図50の断面図に示すように、Nウェル(PチャネルMOSトランジスタのバックゲート)の電位は外部電源電圧 $V_{cc}$ ではなく、そのソースに供給される動作電圧(この場合は $V_i$ )とするのが望ましい。この理由を次に述べる。

【0168】たとえば $V_{cc}=5V$ 、 $V_i=3V$ とすると、データ線プリチャージレベルが1.5Vであるから、センスアンプ起動前、PチャネルMOSトランジスタには1.5Vのバックゲートバイアスがかかり、起動後は0Vになる。図6を参照すると、センスアンプ起動前のしきい値電圧(絶対値)は約0.86V、起動後は約0.57Vである。もしNウェル電圧を $V_{cc}(=5V)$ としていると、各々1.1V、0.92Vとなる。これは $V_i$ とした場合に比較してあまりに大きい。図51は、上記DRAMのセンス系の動作速度を、PチャネルMOSトランジスタのしきい値電圧に対してプロットした図である。同図からわかるように、0.1Vのしきい値電圧上昇は約2nsの遅延に相当するので、この場合Nウェル電圧を $V_i(=3V)$ とすることで約5ns以上の高速化が実現できることがわかる。超高集積化時代のCMOSLSIは、より動作電圧を下げ、基板(ウェル)濃度を上げる(バックゲートバイアス効果が大きくなる)傾向があるので、上記本発明の効果はさらに重要になる。

【0169】ここで、Nウェル電圧をPチャネルMOSトランジスタに供給される内部電源電圧 $V_i$ と等しくするにあたり、容量結合などによるNウェル電圧の変動が懸念される。図49に示した実施例は、データ線は $V_i/2$ にプリチャージされるので、PチャネルMOSトランジスタが動作するとき、ドレイン電圧が上昇するものと下降するものとが対を成し、雑音はきわめて小さい。したがって、Nウェル電圧の変動によるラッチアップ等の問題は発生しない。

【0170】以上、センスアンプを例にとって説明したが、同様の手法は、他のCMOS回路に対しても適用できる。またDRAMに限らず、2種類以上の異なる動作電圧を有するCMOS・LSIならば適用可能である。また、本発明の実施例において、半導体の導電形、電位関係をすべて逆にしても、本発明が成立することは明らかである。

【0171】以上説明したように、本発明によれば、電圧リミッタ回路が多く種類の負荷を駆動する必要があり、また負荷の種類や大きさが動作モードによって変動する場合でも、負荷の種類や動作モードに応じた最適な位相補償が可能になり、電圧リミッタの動作を安定化できる。

【0172】また、内部電圧を電源として用いる負荷回路が半導体チップ内に複数個ある場合、各駆動回路から各負荷回路までの配線を短くすることができるので、雑



音レベルを低く抑えることができる。また、駆動回路の駆動能力を増加させることなく、回路数を減らすことができるので、占有面積および消費電力を低減することができる。

【0173】また、内部降圧された動作電圧を用いるCMOS回路において、ウェル内に形成されているトランジスタのバックゲート（ウェル）の電圧を降圧された電圧と等しくすることにより、回路の高速化が可能になる、超高集積化LSIの高信頼性、高速性を併せて実現することができる。

【0174】〔第3グループ〕上記技術の問題点は、内部電圧を外部から検査する方法について考慮されていないことである。たとえば電圧リミッタを有するメモリLSIの場合、電圧リミッタで発生した内部電圧値が設計値から外れていると、内部回路の動作マージンが狭くなったり、誤動作したりする。しかし、メモリLSIをメモリテスト等で検査する場合、内部電圧値を知ることができないと、上記のような問題は容易に確かめることができない。

【0175】内部電圧端子にパッドを設けて、そのパッドにメモリテストを接続すれば、外部から内部電圧値を知ることができる。しかしこの方法には次のような問題点がある。

【0176】第1に、パッドからメモリテストまでの配線が受ける雑音によって、測定値に誤差が生ずる。

【0177】第2に、メモリテストの入力インピーダンスによって電圧値が変化することがある。

【0178】第3に、メモリテストはアナログ電圧を測定することになるので、デジタル信号を取扱うよりも測定に時間がかかる。

【0179】本実施例の目的は、上記の問題点を解決し、内部電圧を外部からメモリテスト等で検査することが容易な半導体装置を提供することにある。

【0180】上記目的を達成するため、本実施例では、外部から指定された電圧と内部電圧とを比較する手段と、その比較結果を出力する手段を設ける。

【0181】外部から指定された電圧と内部電圧とを比較し、その比較結果を出力することにより、外部に取り出す信号はデジタル信号になる。したがって、前述の内部電圧端子から直接取り出す場合に比べて、雑音や測定器の入力インピーダンスの影響を受けにくく、またメモリテスト等で検査することが容易になる。

【0182】以下、図面を参照して本実施例を説明する。以下の説明では、本発明をDRAMに適用した例を示すが、本発明はDRAMに限らず他の半導体装置にも適用できる。

【0183】図52に本実施例を示す。これは電圧リミッタを有するDRAMである。図中、1は半導体チップ、2はDRAMのメモリアレー、3はDRAMの周辺回路、4は電圧リミッタ、5は比較回路、6はマルチブ

レクサおよび出力バッファ、8はテストエネーブル信号発生回路である。電圧リミッタ4は、外部電源 $V_{cc}$ をもとに、 $V_{cc}$ よりも低い内部電源 $V_L$ を発生する。DRAMの周辺回路3は外部電源 $V_{cc}$ によって動作するが、メモリアレー2は内部電源 $V_L$ の電圧を動作する。

【0184】本実施例において内部電源 $V_L$ の電圧を検査する方法について説明する。

【0185】比較回路5は、 $V_L$ と比較用電圧 $V_s$ とを比較する。本実施例では、 $V_s$ を入力する端子は、DRAMのデータ端子 $D_{in}$ と兼用であるが、専用の端子でもよいし、他の端子、たとえばアドレス端子の一つと兼用してもよい。比較回路の出力Cは、マルチプレクサおよび出力バッファ6を介して出力される。本実施例では、Cを出力する端子は、DRAMのデータ出力端子 $D_{out}$ と兼用であるが、専用の端子でもよい。

【0186】比較出力Cは、 $V_L > V_s$ のときは高レベル、 $V_L < V_s$ のときは低レベルになる。したがって、 $D_{in}$ に印加する比較用電圧 $V_s$ を変えて $D_{out}$ を観測することにより、内部電圧 $V_L$ を知ることができる。

【0187】たとえば、外部電源 $V_{cc}$ が、  

$$V_{ccmin} \leq V_{cc} \leq V_{ccmax} \quad \dots (1)$$
 の範囲で、 $V_L$ が $V_{Lmin}$ よりも高く $V_{Lmax}$ よりも低くなければならないとする。これを検査するには、まず、 $D_{in}$ に $V_{Lmin}$ を印加して $V_{cc}$ を $V_{ccmin}$ から $V_{ccmax}$ まで変化させ、 $D_{out}$ が常に高レベルであることを確認する。次に、 $D_{in}$ に $V_{ccmax}$ を印加して $V_{cc}$ を $V_{ccmin}$ から $V_{ccmax}$ まで変化させ、 $D_{out}$ が常に低レベルであることを確認すればよい。

【0188】このように $D_{out}$ 端子から出力される信号が高レベルか低レベルというデジタル信号であることが、本発明の特徴である。したがって、アナログ電圧を直接出力する場合に比べて、雑音やメモリテストの入力インピーダンスによる誤差を避けることができ、メモリテストで検査することが容易になる。

【0189】テストエネーブル信号TEは、 $V_L$ を検査するモードであるか、通常の読出し／書込みモードであるかを示す信号である。この信号は、比較回路5をエネーブルするた、およびマルチプレクサおよび出力バッファ6を切り替えるために用いられる。TEを入力するための専用の端子を設けてもよいが、本実施例では、TEを発生するための回路8を設けてある。この回路は、DRAMのロウアドレスストローブ信号（／RAS）、コラムアドレスストローブ信号（／CAS）、および書込みエネーブル信号（／WE）が印加されるタイミングの組合せによってTEを発生する。

【0190】これを図53（a）、（b）を用いて説明する。

【0191】DRAMでは、通常の読出し／書込みモードのときは、図53（a）のように、／RASは／CASよりも先に印加される。逆に図53（b）のように、

／CASが／RASよりも先に印加され、しかもそのときの／ $V_i$ が低レベルであったとき、回路8は、 $V_i$ 検査モードの指定であると判断し、TEを発生する。なお、／RAS、／CAS、／WEのタイミングの組合せによって特殊な動作モードを指定する方法については、たとえばアイ・エス・エス・シー・シー、ダイジェスト・オブ・テクニカル・ペーパーズ、第18頁から第19頁、1987年2月(ISSCC Digest of Technical Papers, pp.18-19, Feb.1987)あるいは、アイ・エス・エス・シー・シー、ダイジェスト・オブ・テクニカル・ペーパーズ、第286頁から第287頁、1987年2月(ISSCC Digest of Technical Papers, pp.286-287, Feb.1987)において論じられている。

【0192】ここで $V_i$ の検査に用いる専用の信号( $V_s$ 、C、およびTE)の入出力方法について補足しておく。

【0193】これらの信号の専用の端子を設けてもよいことは、上に述べたとおりである。しかし、図1の実施例では、 $V_s$ の入力端子は $D_{in}$ と、Cの出力端子は $D_{out}$ とそれぞれ兼用であり、TEは／RAS、／CAS、／WEのタイミングの組合せにより作られる。この方式の利点は、DRAM本来の端子のみを用いて $V_i$ を検査できることである。したがって、ウェハ状態での検査だけでなく、パッケージに組立てた後の検査も可能になる。

【0194】図54に比較回路5の一例を示す。

【0195】図54において、20は $V_i$ および $V_s$ を入力とし、ノード27を出力とする差動増幅器であり、NチャンネルMOSトランジスタ21、22、23とPチャンネルMOSトランジスタ24、25から成る。30はノード27を入力としCを出力とするインバータであり、NチャンネルMOSトランジスタ31とPチャンネルMOSトランジスタ32から成る。 $V_i$ が $V_s$ よりも高いときはノード27が低レベル、出力Cが高レベルになる。 $V_i$ が $V_s$ よりも低いときはノード27が高レベル、出力Cが低レベルになる。

【0196】比較回路としては単独の差動増幅器でもよいが、本実施例のように差動増幅器の出力をさらにインバータで増幅するようにした方が、出力Cのレベルに確実に高レベル( $\approx V_{cc}$ )、低レベル( $\approx 0V$ )にできるので望ましい。

【0197】本回路では、MOSトランジスタ21のゲートにTEが入力されているので、 $V_i$ 検査モードのとき(TEが高レベルのとき)以外は差動増幅器に電流が流れない。これにより通常動作時の消費電力の増加を防止できる。また、通常動作時はPチャンネルMOSトランジスタ26が導通しているため、ノード27は高レベルに固定されている。

【0198】次に、本発明に用いるマルチプレクサおよび出力バッファ6の実現方法について説明する。

【0199】図55はマルチプレクサおよび出力バッファの一例である。図55中、41、42、および49～52はインバータ、43～48はNANDゲート、53および54はNチャンネルMOSトランジスタである。この回路は、DRAMのデータ出力 $d_{out}$ と比較回路の出力Cのうちの一方を選択して、出力端子 $D_{out}$ に出力する回路である。いずれを選択するかは、TE(前述のテストエネーブル信号)およびOE(DRAMの出力エネーブル信号)によって決定される。TEが高レベル、OEが低レベルのとき( $V_i$ 検査モードのとき)はCが、TE低レベル、OEが高レベルのとき(読出しモードのとき)は、 $d_{out}$ が、それぞれ選択・出力される。TE、OEがともに低レベルのとき(書込みモードもしくは待機状態のとき)は出力端子 $D_{out}$ は高インピーダンスである。

【0200】図56に本発明の他の実施例を示す。前実施例との相違点は、比較用電圧として $V_{s1}$ 、 $V_{s2}$ の2個が入力されており、比較回路5-1、5-2の2個が設けられていることである。

【0201】比較回路5-1は内部電圧 $V_i$ と $V_{s1}$ とを、5-2は $V_i$ と $V_{s2}$ とをそれぞれ比較する。比較出力 $C_1$ は、 $V_i > V_{s1}$ のときは高レベル、 $V_i > V_{s2}$ のときは低レベルになる。比較出力 $C_2$ は、 $V_i > V_{s2}$ のときは低レベル、 $V_i < V_{s2}$ のときは高レベルになる。外部に出力される信号Cは、 $C_1$ と $C_2$ をANDゲート9によって論理積をとった結果である。

【0202】本実施例は、データ入力端子と出力端子とが兼用で、4ビット同時に読出し／書込みされる。いわゆる $\times 4$ ビット構成のDRAMである。そこで、比較用電圧 $V_{s1}$ と $V_{s2}$ との入力、および比較結果Cの出力には、4個のデータ入出力端子 $I/O_0 \sim I/O_3$ のうちの3個を利用している。前実施例のような $\times 1$ ビット構成DRAMの場合は、たとえばCの出力には $D_{out}$ を、 $V_{s1}$ 、 $V_{s2}$ の入力には $D_{in}$ またはアドレス端子のうちの2個を利用すればよい。

【0203】本実施例の利点は、 $V_i$ がある範囲内にあるか否かが一度の検査でわかることである。たとえば、 $V_i$ が $V_{Lmin}$ よりも高く $V_{Lmax}$ よりも低くなければならないとする。これを検査するには、 $V_{s1} = V_{Lmin}$ 、 $V_{s2} = V_{Lmax}$ とすればよい。 $V_{Lmin} < V_i < V_{Lmax}$ のときに限り、Cは高レベルになる。

【0204】図57に本発明の他の実施例を示す。

【0205】前述の2実施例との相違点は、比較用電圧 $V_s$ をデジタル信号で指定し、それをDA変換することにより比較用電圧 $V_s$ をDACで作っていることである。本実施例では、デジタル信号 $S_0 \sim S_3$ の入力端子はアドレス端子 $A_i$ と兼用である。

【0206】入力されたデジタル信号は、DAコンバータ10によってアナログ電圧 $V_s$ に変換される。DAコンバータに与える基準電圧は、 $V_{cc}$ でもよいが、専用の

電圧 $V_R$ の方が望ましい。内部電圧 $V_L$ の $V_{CC}$ 依存性を測定できるからである。本実施例では $V_R$ の入力端子は、DRAMのデータ入力端子 $D_{in}$ と兼用である。

【0207】本実施例の特徴は、出力だけでなく入力デジタル信号であることである。そのため、前実施例に比べてメモリテストによるテストがさらに容易になる。なお、本実施例では比較用電圧は $V_s$  1個だけであるが、前実施例のように2個にしてもよいことはもちろんである。

\*

$$V_s = (V_R / 16) \cdot (8S_3 + 4S_2 + 2S_1 + 1S_0) \quad \dots (2)$$

で与えられる。ただし、インバータ62の出力インピーダンスは抵抗 $R$ 、2Rに比べて十分小さいと仮定している。

【0210】図58(b)にDAコンバータの他の実施例\*

$$V_i = (i / 16) \cdot V, \quad (i = 0 \sim 15) \quad \dots (3)$$

のうち、1つを選択して出力 $V_s$ とする。この選択は、入力信号 $S_0 \sim S_3$ をデコーダ71でデコードした信号 $T_0 \sim T_3$ によって行われる。この回路の特徴は、負荷のインピーダンス(図57の比較回路5の入力インピーダンス)が十分大きければ(図54の回路は、この条件を満たしている)、出力電圧 $V_s$ はMOSトランジスタ72のオン抵抗の影響を受けないことである。

【0211】なお、図58(a)、(b)はいずれも4ビットのDA変換器である。しかし、ビット数は、どの程度正確に内部電圧 $V_L$ を設定する必要があるかにより増減してもよいことは言うまでもない。

【0212】図59に本発明の更に他の実施例を示す。本実施例の特徴は、内部電圧 $V_L$ をAD変換して出力することである。そのため、デジタル信号 $S_0 \sim S_3$ を記憶するためのレジスタ80が設けられている。以下、本実施例の動作を図60のタイミング図に従って説明する。

【0213】 $\neg RAS$ 、 $\neg CAS$ 、 $\neg WE$ のタイミングの組合せによりテストエネブル信号TEを発生することは前実施例と同様である。この時点でレジスタ80の内容は、最上位ビット $S_3$ のみが“1”、他は“0”という状態に設定される。このとき、比較用電圧 $V_s$ は $V_R/2$ に等しい。この $V_s$ と内部電圧 $V_L$ とを比較した結果、 $C=1$ すなわち $V_L > V_R/2$ ならば、最上位ビット $S_3$ はそのまま“1”に保たれ、 $C=0$ すなわち $V_L < V_R/2$ ならば $S_3$ は“0”にリセットされる。

【0214】次にレジスタの $S_2$ が“1”にセットされる。このとき、比較用電圧 $V_s$ は $V_R/4$ または $3V_R/4$ である。この $V_s$ と内部電圧 $V_L$ とを比較した結果、 $C=1$ ならば $S_2$ はそのまま“1”に保たれ、 $C=0$ ならば $S_2$ は“0”にリセットされる。以下同様に、 $S_1$ 、 $S_0$ が順次に決定される。

【0215】以上の動作はクロックに同期して行われる。本実施例では $\neg CAS$ をクロックとして用いている。すなわち、まず $\neg CAS$ を $\neg RAS$ よりも先に低レベルにして $V_L$ 検査モードを指定する。これによりTE

\*【0208】次に、本実施例に用いるDAコンバータについて説明する。

【0209】図58(a)にDAコンバータの一例を示す。図中、61および62はインバータ、Rおよび2Rは抵抗である。ここではインバータ62の電源は基準電圧 $V_R$ である。端子 $S_0 \sim S_3$ からデジタル信号が入力されると、インバータ62の出力電圧は入力信号に応じて $V_R$ または0Vになる。出力 $V_s$ の電圧は、

※例を示す。図中、71はデコーダ、72はMOSトランジスタ、Rは抵抗である。この回路は、基準電圧 $V_R$ を抵抗分割した電圧

が高レベルになる。次に、 $\neg RAS$ は低レベルに保ったまま、 $\neg CAS$ を上げ下げすることにより、上記のAD変換が行われる。この間、出力端子 $D_{out}$ には各回の比較結果が順に現れるので、 $D_{out}$ を観測することにより、AD変換の結果を知ることができる。

【0216】

【発明の効果】本発明によれば、内部電圧の検査結果がデジタル信号で外部に出力されるので、内部電圧を外部からメモリテストなどで検査することが容易になる。

【0217】以上本発明によれば、超大规模半導体集積回路を実際に設けることができ、かつ、これらの特性、安定動作等も達成することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1のグループの実施例を説明する図。

【図2】本発明者らが発見した問題点を説明する図。

【図3】本発明者らが発見した問題点を説明する図。

【図4】本発明者らが発見した問題点を説明する図。

【図5】本発明者らが発見した問題点を説明する図。

【図6】本発明者らが発見した問題点を説明する図。

【図7】(a)、(b)は従来技術を説明する回路図。

【図8】本発明の第1のグループの実施例を説明する図。

【図9】本発明の第1のグループの実施例を説明する図。

【図10】本発明の第1のグループの実施例を説明する図。

【図11】本発明の第1のグループの実施例を説明する図。

【図12】本発明の第1のグループの実施例を説明する図。

【図13】本発明の第1のグループの実施例を説明する図。

【図14】本発明の第1のグループの実施例を説明する図。

图。

【図 39】本発明の第 2 のグループの実施例を説明する図。

【図 40】本発明の第 2 のグループの実施例を説明する図。

【図４１】本発明の第２のグループの実施例を説明する図。

【図 4 2】本発明の第 2 のグループの実施例を説明する図。

10 【図43】本発明の第2のグループの実施例を説明する図。

【図 4 4】本発明の第 2 のグループの実施例を説明する図。

【図 45】本発明の第 2 のグループの実施例を説明する図。

【図４６】本発明の第２のグループの実施例を説明する図。

【図 47】本発明の第 2 のグループの実施例を説明する図。

20 【図48】本発明の第2のグループの実施例を説明する図。

【図 49】本発明の第 2 のグループの実施例を説明する図。

【図50】本発明の第2のグループの実施例を説明する図。

【図51】本発明の第2のグループの実施例を説明する図。

【図 52】本発明の第 3 のグループの実施例を説明する図。

30 【図53】本発明の第3のグループの実施例を説明する図。

【図54】本発明の第3のグループの実施例を説明する図。

【図55】本発明の第3のグループの実施例を説明する図。

【図56】本発明の第3のグループの実施例を説明する図。

【図５７】本発明の第３のグループの実施例を説明する図。

40 【図58】本発明の第3のグループの実施例を説明する図。

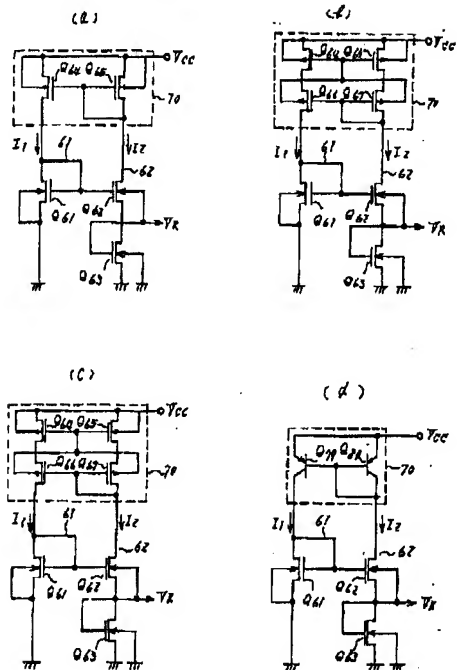
【図59】本発明の第3のグループの実施例を説明する図。

【図60】本発明の第3のグループの実施例を説明する図。

【図61】本発明の第2のグループの実施例を説明する図。

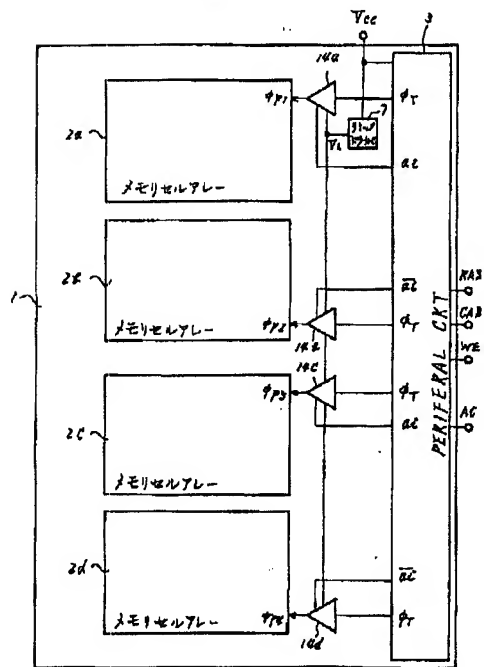
【図1】

図1



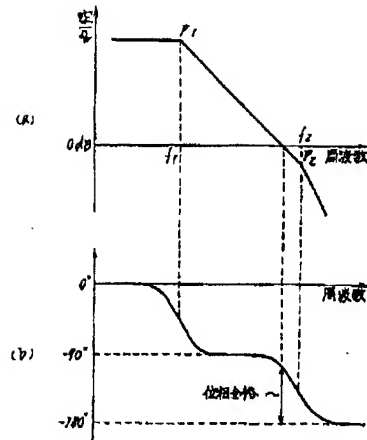
【図3】

図3



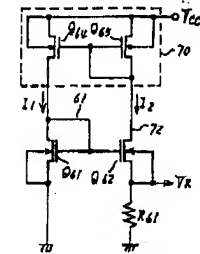
【図2】

図2



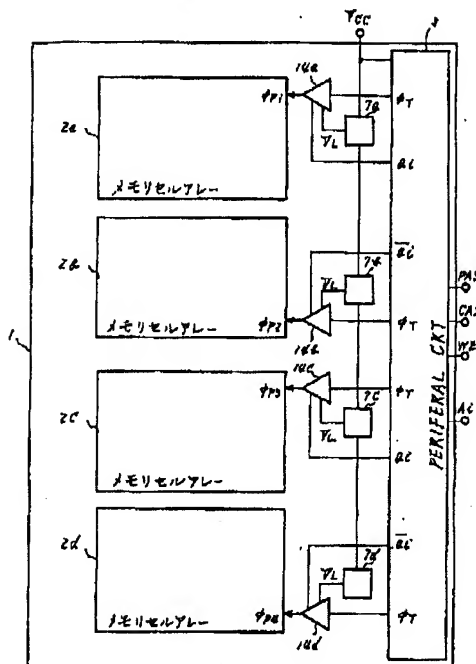
【図8】

図8



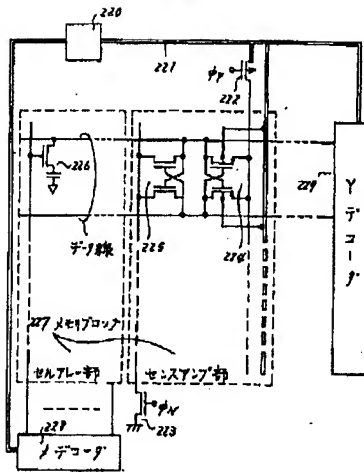
【図4】

図4



【図5】

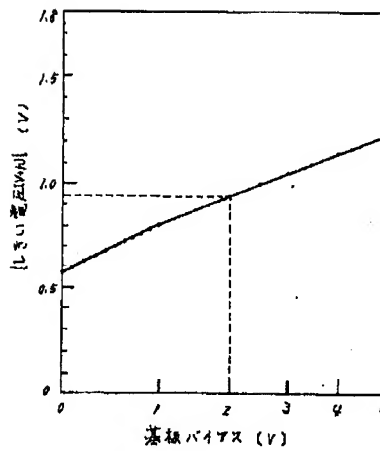
図5



220 電源バッド  
221 電源線  
222 PMOSセンスアンプ  
223 NMOSセンスアンプ  
224 PMOSセンスアンプ  
225 NMOSセンスアンプ  
226 メモリセル  
227 メモリアドレス  
228 メモリデータ  
229 ユニコーダ

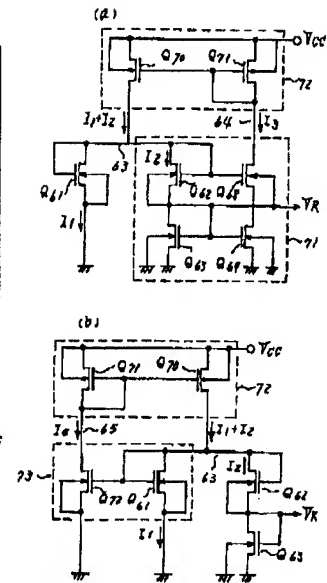
【図6】

図6



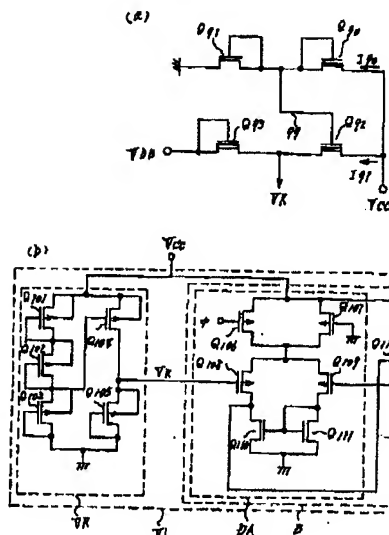
【図9】

図9



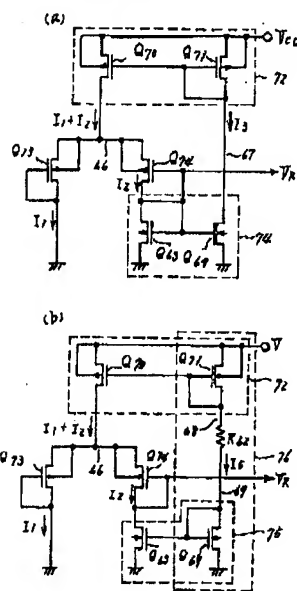
【図7】

図7



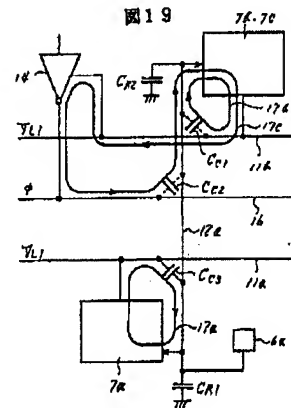
【図10】

図10



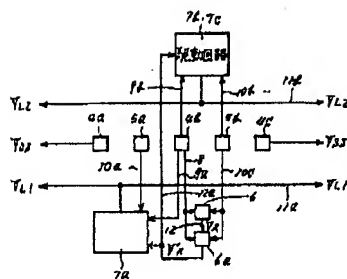
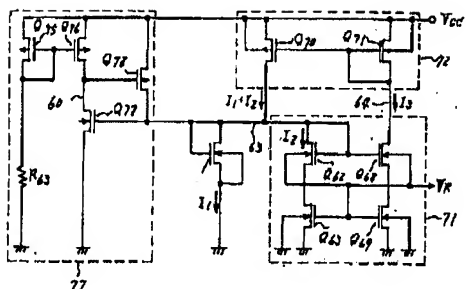
【図19】

図19



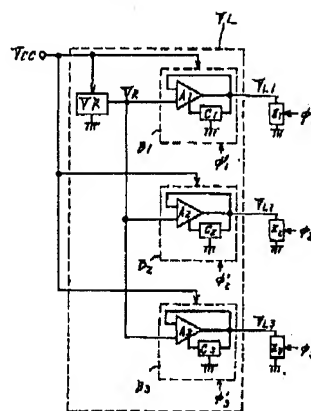
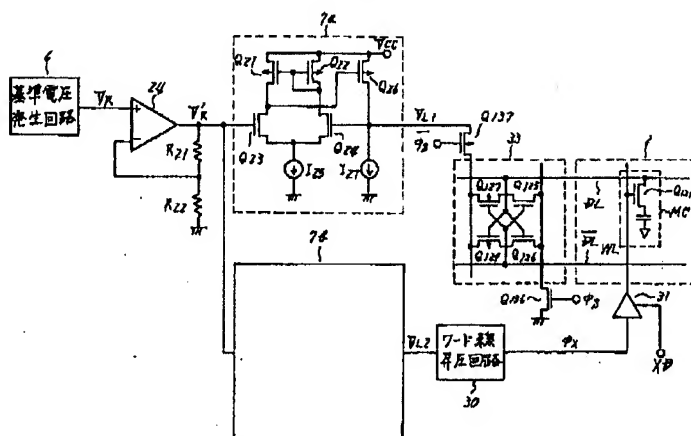
【图 15】

**15**



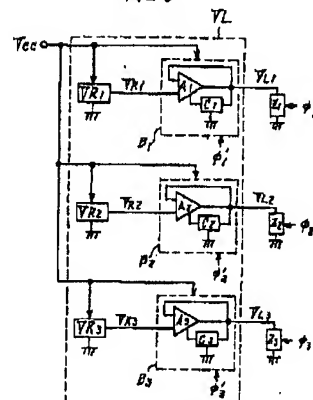
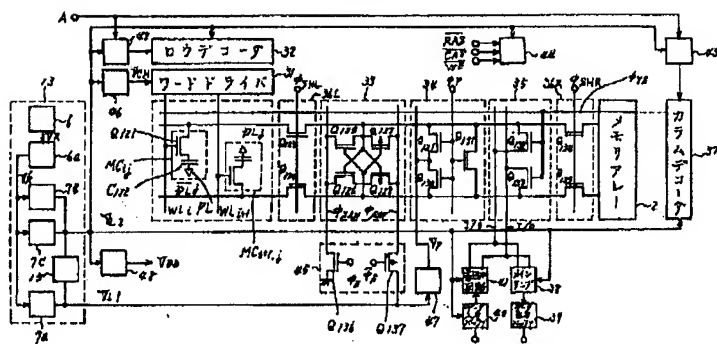
【圖 24】

24



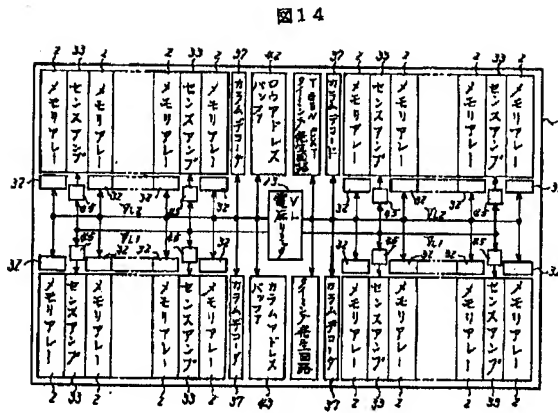
【圖 25】

圖 25

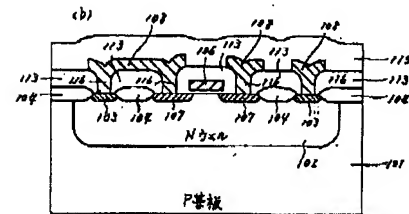
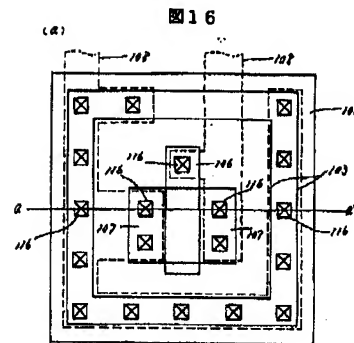




【図14】

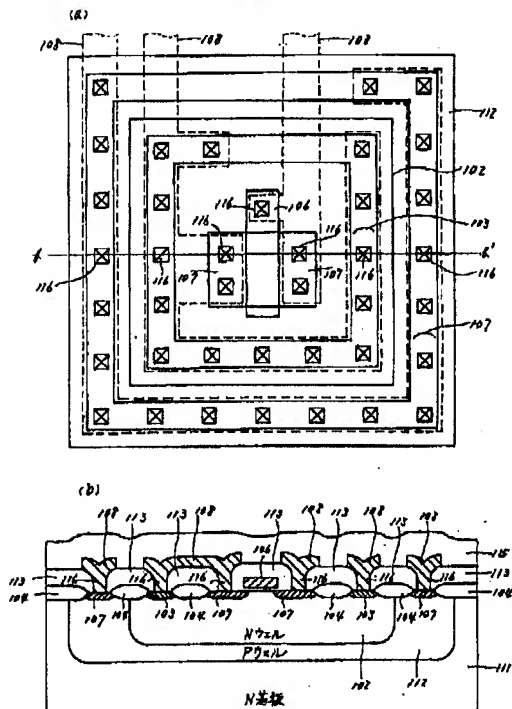


【図16】



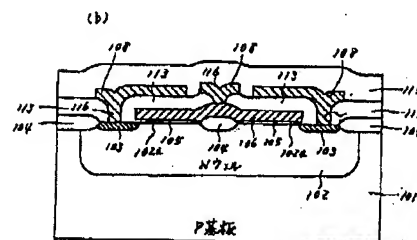
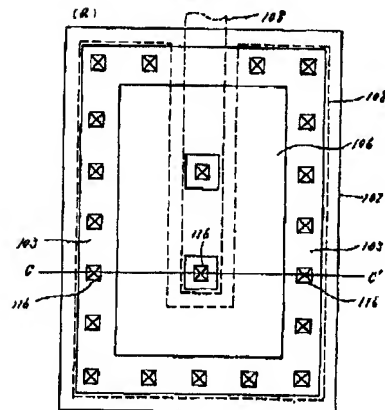
【図17】

図17



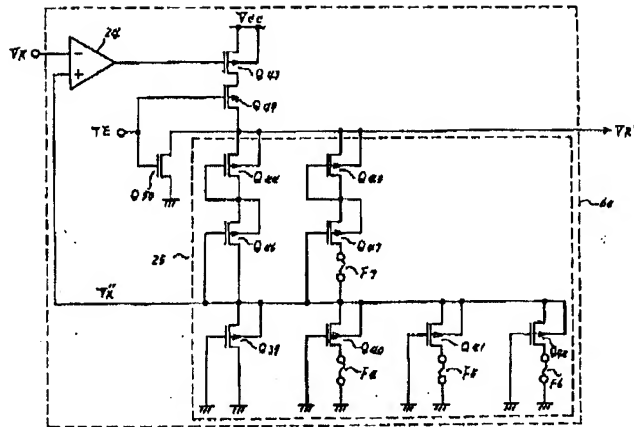
【図20】

図20



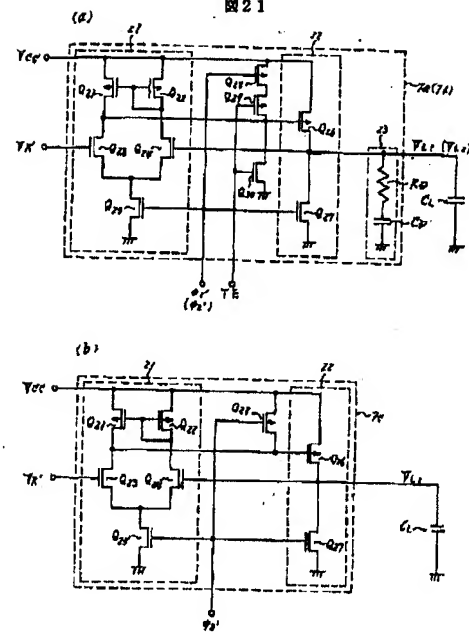
【図18】

図18



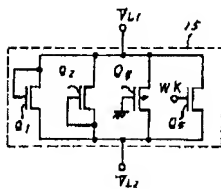
【図21】

図21



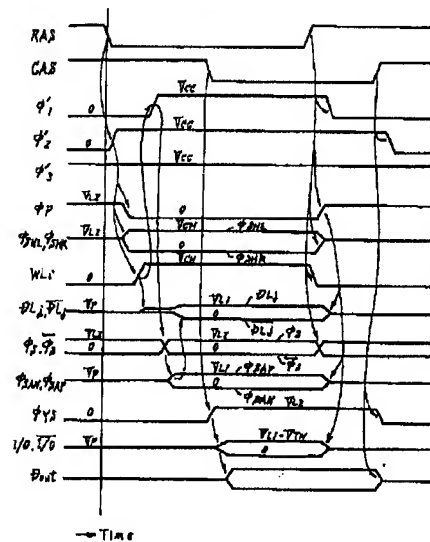
【図22】

図22



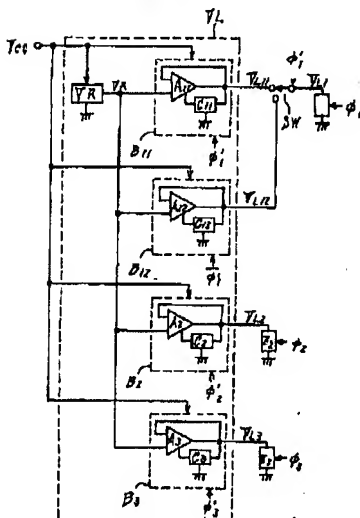
【図23】

図23

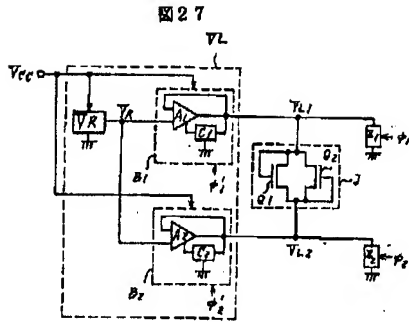


【図26】

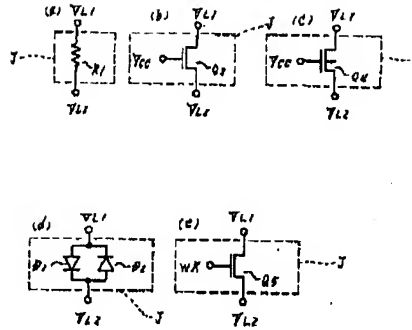
図26



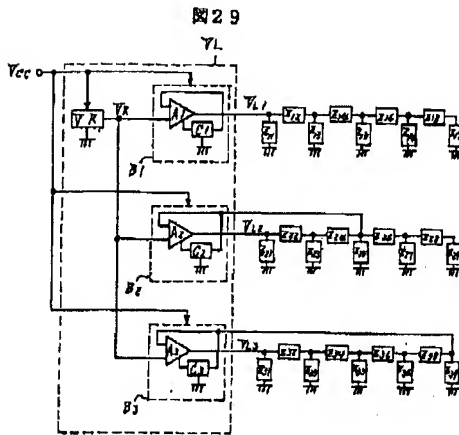
【図27】



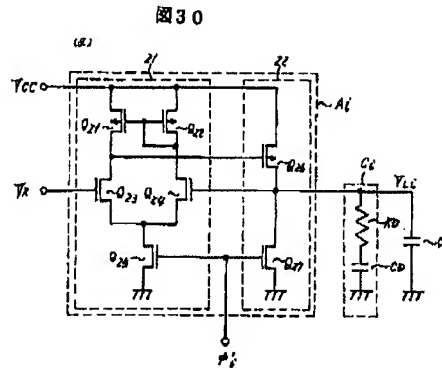
【図28】



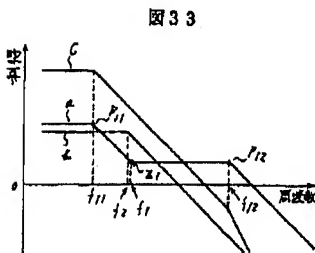
【図29】



【図30】

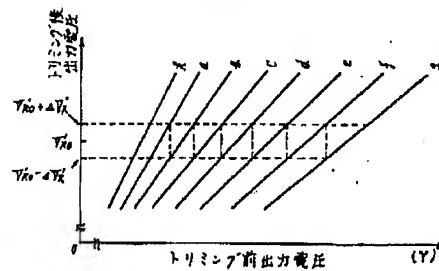


【図33】

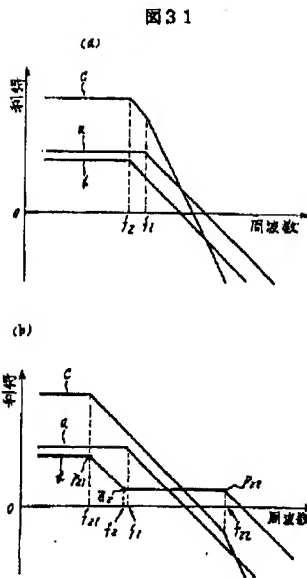


【図36】

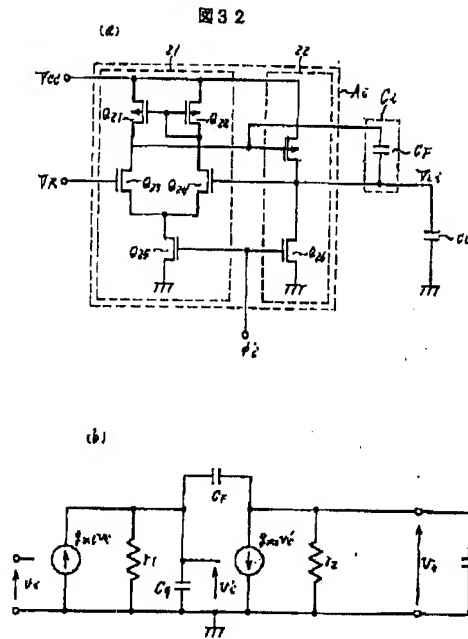
図36



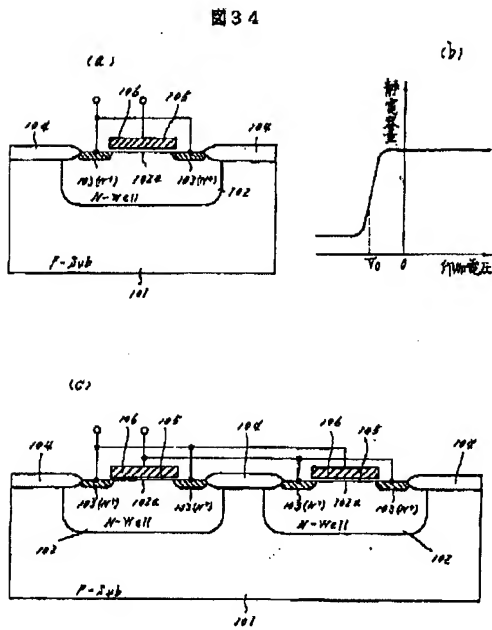
【図31】



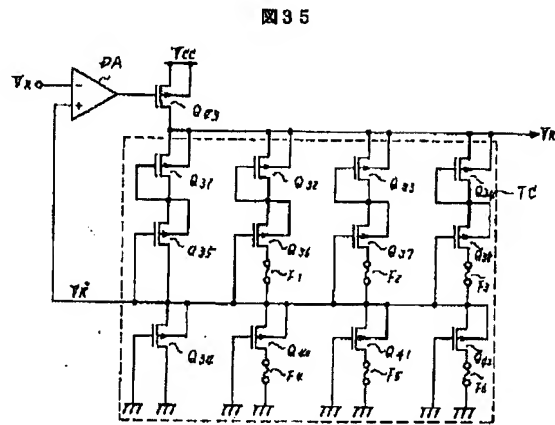
【図32】



【図34】



【図35】

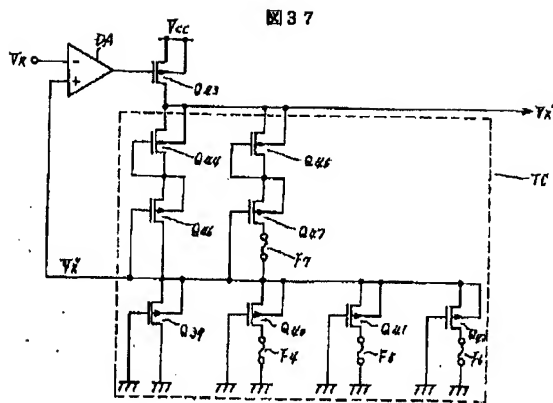


【図44】

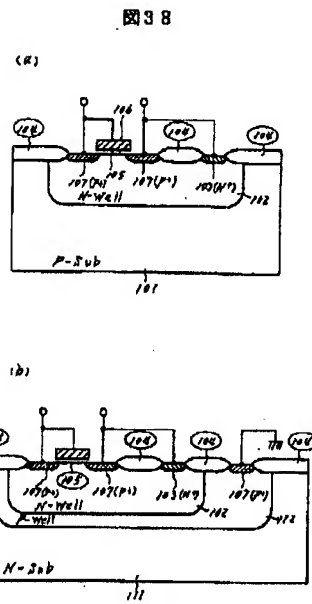
図44

トリス状態	0°		180°	
	0°	180°	0°	180°
タイミングパルスφ <sub>1</sub>				
パルスφ <sub>1</sub> , φ <sub>2</sub>				
パルスφ <sub>1</sub> , φ <sub>2</sub>				

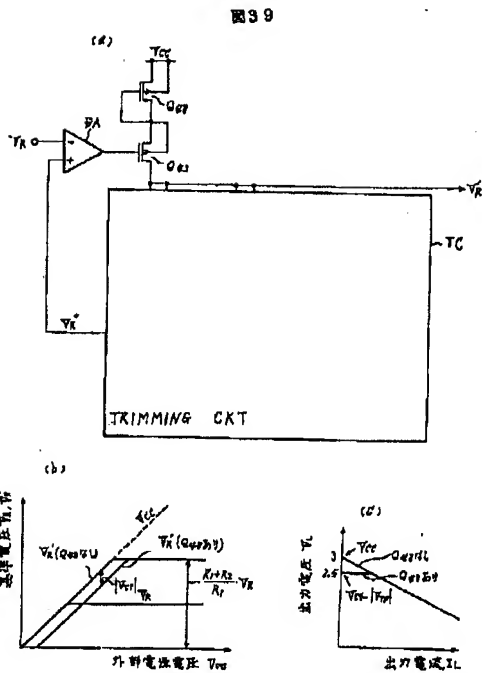
【図37】



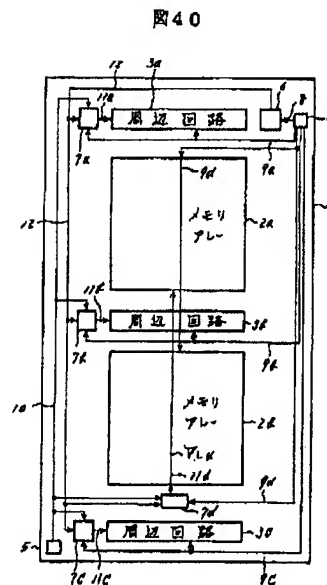
【図38】



【図39】



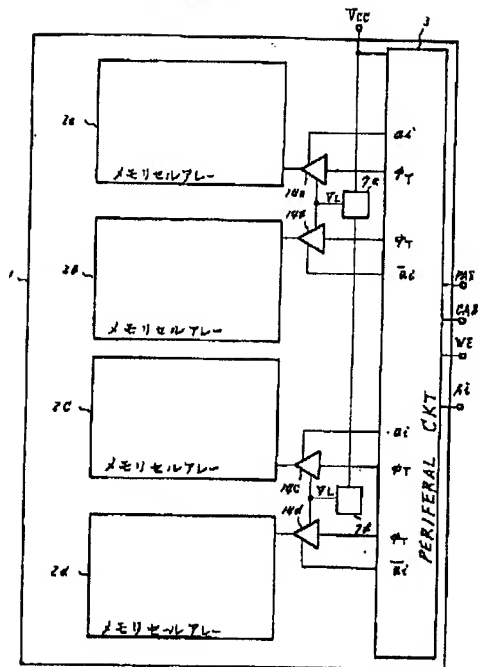
【図40】





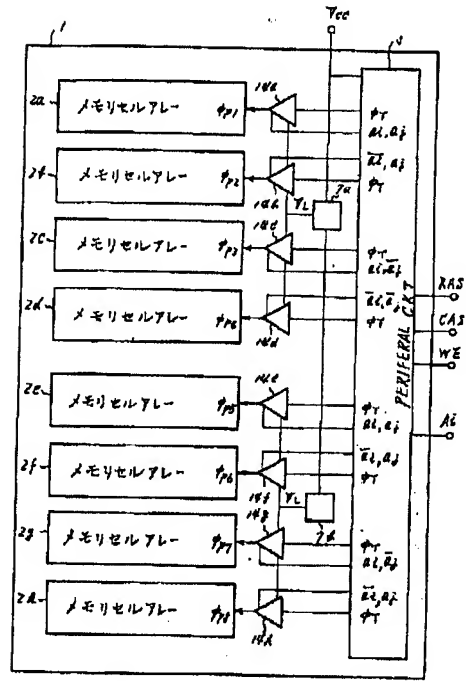
【図46】

図46



【図47】

図47



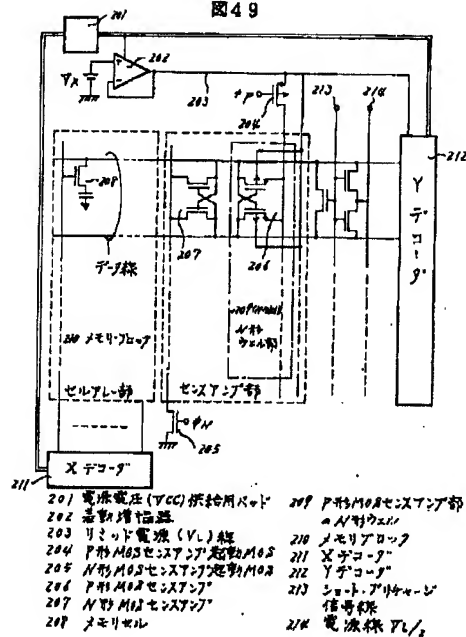
【図48】

図48

$a_6(a_6)$	0	1	0	1
$a_5(a_5)$	0	0	1	1
$\phi_T$	高	低	高	低
$\phi_{P1}$	高	低	高	低
$\phi_{P2}$	低	高	低	高
$\phi_{P3}$	低	高	低	高
$\phi_{P4}$	高	低	高	低
$\phi_{P5}$	高	低	高	低
$\phi_{P6}$	低	高	低	高
$\phi_{P7}$	低	高	低	高
$\phi_{P8}$	高	低	高	低
$\phi_T$	Vcc			
$\phi_{PA}(A-T)$	Vt			

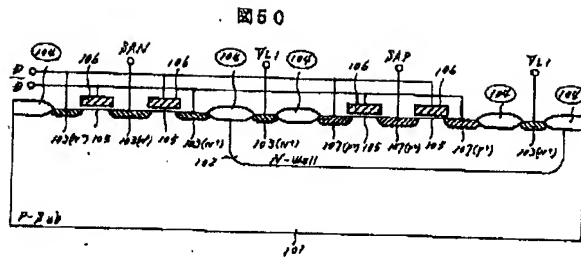
【図49】

図49

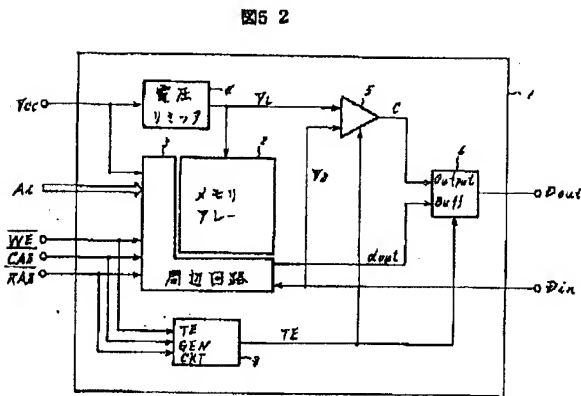




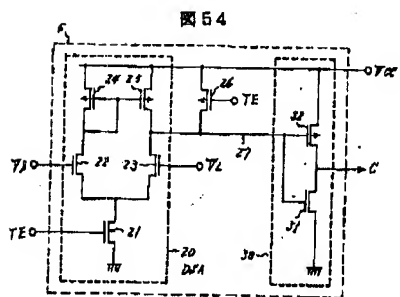
【図50】



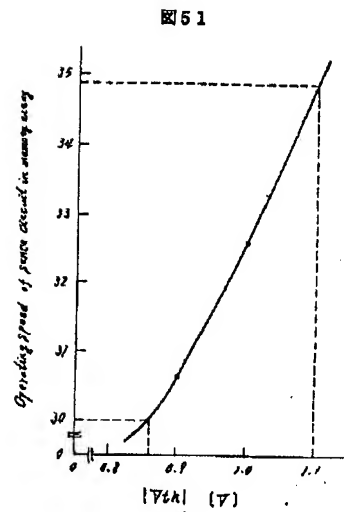
【図52】



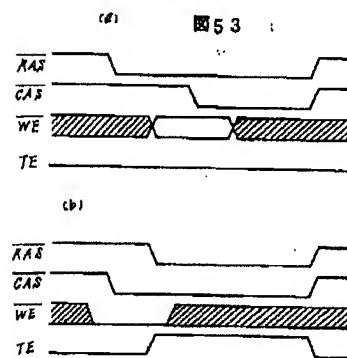
【図54】



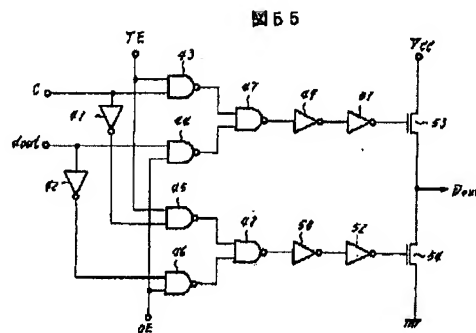
【図51】



【図53】

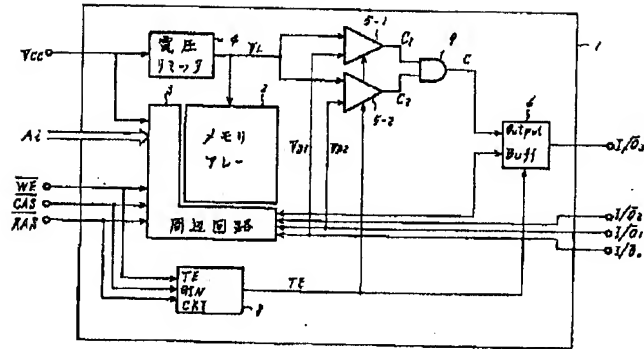


【図55】



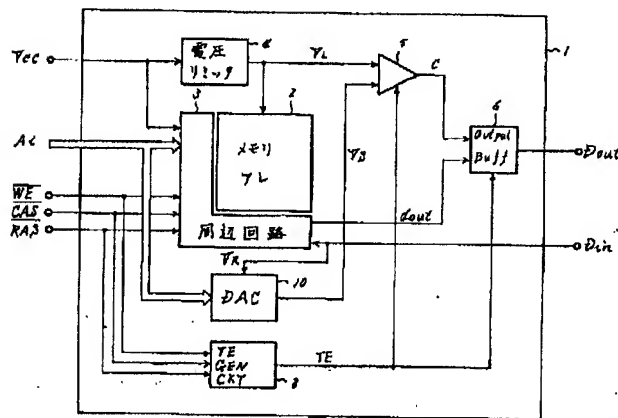
【図56】

図56



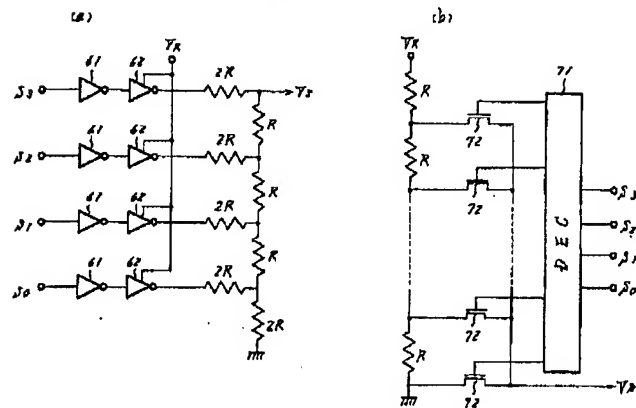
【図57】

図57



【図58】

図58





(72)発明者 中込 儀延  
東京都国分寺市東恋ヶ窪 1 丁目 280 番地  
株式会社日立製作所中央研究所内

(72)発明者 池永 伸一  
東京都国分寺市東恋ヶ窪 1 丁目 280 番地  
株式会社日立製作所中央研究所内

(72)発明者 衛藤 潤  
東京都国分寺市東恋ヶ窪 1 丁目 280 番地  
株式会社日立製作所中央研究所内

(72)発明者 三宅 規雄  
東京都小平市上水本町 1450 番地 株式会社  
日立製作所武蔵工場内

(72)発明者 野田 孝明  
東京都小平市上水本町 1450 番地 株式会社  
日立製作所武蔵工場内

(72)発明者 田中 均  
東京都小平市上水本町 5 丁目 22 番 1 号 株  
式会社日立超エル・エス・アイ・システム  
ズ内

F ターム(参考) 5F083 AD00 GA01 GA05 GA09 GA11  
KA15 LA17 LA18 LA21 LA30  
ZA20 ZA29  
5H420 NB02 NB25 NB35 NC03 NC26  
NC33 NE26  
5L106 AA01 AA02 DD03 EE05 EE08  
FF01 GG05  
5M024 AA24 AA90 BB29 BB30 BB33  
BB34 BB35 BB36 FF02 FF07  
FF23 HH10 HH11 LL03 LL17  
LL19 MM04 PP01 PP02 PP03  
PP04 PP05 PP07 PP09 PP10